

G. S. ȚĂCHIN

TRANSFORMATORII DE JOASĂ FRECVENȚĂ

TRADUCERE DIN LIMBA RUSĂ



EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

G. S. ȚĂCHIN

TRANSFORMATORII DE JOASĂ FRECVENȚĂ

TEORIE, CALCUL
ȘI CONSTRUCȚIE

TRADUCERE DIN LIMBA RUSĂ



EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1953

Titlul original :

Г. С. Цыкин

ТРАНСФОРМАТОРЫ
НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Теория, Расчёт

и

Конструирование

Государственное издательство литературы
по вопросам связи и радио
Москва 1950

P R E F A Ț A

În ultimii ani, dezvoltarea tehnicii electronice a dus la o largă aplicare a ei în cele mai variate domenii ale tehnicii, precum și la apariția unui mare număr de tipuri de noi aparate și instrumente. În aparatele și instrumentele electronice se folosește un mare număr de transformatoare pentru modificarea valorii curentului sau tensiunii semnalului de frecvență acustică amplificat. Acești transformatoare se numesc transformatoare de joasă frecvență.

În prezent, condițiile impuse transformatorilor de joasă frecvență sunt mult mai variate și mai severe decât acum 10—15 ani. Pentru a satisface aceste condiții se elaborează și se produc noi sorturi de materiale magnetice.

Apariția noulor tipuri de aparate și varietatea condițiilor au făcut necesară analiza teoretică a unei serii de montaje noi, și elaborarea metodelor de calcul, ca de exemplu: analiza schemei și calculul transformatorului aferent capului de reproducere din magnetofon, analiza și calculul impedanței de intrare și ieșire a transformatorilor, analiza fenomenelor tranzitorii din transformatoare, analiza distorsiunilor nelineare produse de transformator, calculul ecranării și al ecranelor, etc.

În literatura tehnică referitoare la materialele magnetice lipseau datele și caracteristicile materialelor magnetice produse în Uniunea Sovietică, necesare la calculul și construcția transformatorilor de joasă frecvență, de exemplu, datele asupra permeabilității inițiale cu și fără magnetizare prin curent continuu, curbele întrefierurilor optime pentru oșelurile de transformator și permalloy, curbele coeficienților armonicilor, curbele de calitate a materialului magnetic, etc. Afară de aceasta, problemele calculului și construcției transformatorilor de joasă frecvență nu sunt tratate în literatura de specialitate, abstractie făcând de lucrarea autorului, publicată în 1937, care nu mai corespunde însă necesităților actuale.

Datorită răspândirii pe scară largă a aparaturii electronice, problema proiectării juste a transformatorilor de joasă frecvență a căpătat o foarte mare importanță economică. Rezolvarea acestei probleme a permis să se realizeze o economie de sute de mii de

tone de metal neferos și aliaje de calitate, micșorându-se totodată dimensiunile și greutatea aparaturii.

În acest scop s'au efectuat numeroase cercetări și măsurători, care au complectat lacunele indicate. Rezultatele acestor cercetări constituie baza prezentei lucrări. Lucrarea are ca scop principal să ajute pe inginerul care proiectează transformatorul de joasă frecvență la rezolvarea corectă a acestor probleme.

Deoarece materialul teoretic fără aplicații este greu utilizabil, s'au dat în text și în paragrafele suplimentare, numeroase exemple practice de folosire a metodelor de calcul și o serie de indicații practice.

Pentru a ușura folosirea materialului și pentru simplificarea calculului, se utilizează în text pentru mărimile electrice și magnetice, unitățile de măsură cele mai curent folosite în calculele practice.

Autorul speră că lucrarea va ușura munca inginerilor, care lucrează în acest domeniu al tehnicii și va permite să se calculeze și să se construiască corect transformatori de joasă frecvență cu un consum minim de materiale și fără a folosi materiale costisitoare, acolo unde aceasta nu este strict necesar.

Încheind, autorul aduce mulțumirile sale profesorilor de la Institutul Electrotehnic pentru Telecomunicații din Moscova, M. I. Ponomarev și V. V. Furduev pentru indicațiile și sfaturile prețioase cu care l-au ajutat.

CALCULUL ELECTRIC AL TRANSFORMATO- RILOR DE JOASA FRECVENȚA

CAPITOLUL I.

PARTE INTRODUCTIVĂ

§ I. 1. Notă istorică.

În anul 1877, Pavel Nicolaevici Iablocicov a inventat transformatorul de curent alternativ, denumit de el „bobina de inducție” (bibliografia, B1 și B2). Deasemenea, în furul anului 1880 au apărut lucrările profesorului A. G. Stoleiov, care tratează despre proprietățile magnetice ale fierului (B3). Aceste realizări au stat la baza dezvoltării teoriei complete și a construcțiilor diferitelor mașini și transformatori electrici, care își găsesc o largă utilizare în multe domenii ale tehnicii.

Rolul savanților ruși în crearea și dezvoltarea teoriei transformatorilor nu se limitează la realizările menționate. O serie de lucrări ulterioare ale savanților și cercetătorilor sovietici a permis să se perfecționeze această teorie, până la stadiul ei actual. Lucrările savanților sovietici V. C. Arcadieiev, B. A. Vvedenschi și G. S. Landsberg (B11 și B12) constituie o continuare a lucrărilor lui A. G. Stoleiov; ele au contribuit la cunoașterea naturii fenomenelor electromagnetice care au loc în metale.

În cel de al treilea deceniu al secolului trecut, savantul rus E. H. Lenz a formulat legile de bază ale inducției electromagnetice, care au constituit baza teoriei transformatorilor și mașinilor electrice. O serie de lucrări ulterioare în domeniul electrotehnicii, încununate prin lucrările lui V. F. Mitchievici și C. A. Crug, cuprind o analiză amănunțită a fenomenelor din circuitele electrice ceea ce a permis să se elaboreze teoria și metodele calculului practic al transformatorilor folosiți în aparatajul electronic pentru transformarea tensiunii semnalelor amplificate.

Baza teoriei acestor transformatori, numiți mai departe transformatori de joasă frecvență, au fost puse prin lucrările academicienilor M. V. Suleichin și A. I. Berg, asupra amplificatorilor.

Aceste principii au fost dezvoltate în lucrările autorului, și în lucrările lui G. V. Volșvillo și S. N. Crize (B6, B4, și B5).

Lucrările menționate au servit drept bază pentru elaborarea metodelor de analiză și calcul ale transformatorilor de joasă frecvență, expuse în capitolele prezentei lucrări.

§ 1. 2. Folosirea transformatorilor în amplificatorii de joasă frecvență și clasificarea lor.

Se numește transformator de joasă frecvență, transformatorul care se montează la intrare, la ieșire sau între etajele de amplificare ale amplificatorului de joasă frecvență. Acest transformator se calculează pentru a permite trecerea tuturor frecvențelor din banda de lucru a amplificatorului în care se folosește transformatorul. După cum se știe, această bandă de frecvențe depinde de destinația amplificatorului. Limita inferioară a frecvențelor trecute prin transformator poate să coboare până la câțiva herți, sau fracțiuni de herți. Limita superioară atinge uneori zece și sute de kiloherți.

După locul din schemă, transformatorii de joasă frecvență pot fi separați în trei grupe: transformatori de intrare, de cuplaj între tuburi, și de ieșire (finali).

Transformatorul de intrare realizează cuplajul între sursa semnalului și circuitul „de grilă” al primului tub al amplificatorului. În afară de o anumită caracteristică de frecvență, în funcție de destinație, amplificatorului de intrare i se pot pune condițiile: de simetrie (fig. 1.1), a amplificării maxime a tensiunii, de impedanță de intrare dată, de sensibilitate redusă față pe câmpurile exterioare, etc.

Transformatorul de cuplaj dintre tuburi cuplează circuitul

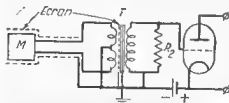


Fig. 1.1. Schema etajului de intrare al unui amplificator simetric și ecranat, pentru microfon.

anodic al etajului precedent cu circuitul grilei de comandă al etajului următor (fig. 1.2). Cuplajul etajelor prin transformator se folosește numai când aplicarea cuplajului prin rezistențe și capacități, (mai puțin) este imposibilă, sau nefavorabilă dintr-o cauză oarecare (§ XIII. 2, punctul 2). Condițiile principale impuse

transformatorului de cuplaj, în funcție de destinația lui, pot fi: amplificarea maximă a tensiunii, obținerea a două ten-

siuni egale și simetrice în raport cu punctul mediu al înfășurării secundare, decalate cu 180° , o impedanță de intrare suficienți de scăzută, etc.

Transformatorul de ieșire cuplează circuitul anodic al eta-

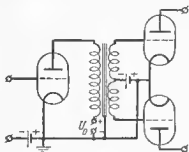


Fig. 1.2. Trecerea de la un etaj simplu la un etaj în contralimp, cu transformator de cuplaj.

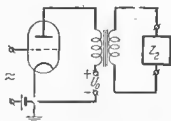


Fig. 1.3. Schema cea mai simplă a etajului final cu transformator.

jului final din amplificator cu sarcina (fig. 1.3). Condițiile principale, pe care trebuie să le îndeplinească transformatorul de ieșire, afară de o anumită caracteristică de frecvență, sunt: creșterea unei impedanțe de sarcină optimă pentru etajul final al amplificatorului, distorsiunile neliniare produse de transformator să fie reduse, simetria circuitului de ieșire al amplificatorului etc.

§ 1.3. Distorsiunile provocate de transformatorul cu miez magnetic.

După cum se știe, condiția amplificării nedistorsionate a semnalului este ca forma curbei de curent sau tensiune obținută la ieșirea amplificatorului să corespundă exact cu forma curbei de curent sau tensiune de la intrare. Strict vorbind, semnalele acustice pot fi aperiodice sau oscilații nesinusoidale. Pentru ca amplificatorul să nu provoace deloc distorsiuni ale semnalelor de orice formă, el trebuie să satisfacă două condiții: să constituie un sistem riguros linear și să posede o constantă de timp egală cu zero (în amplificator trebuie să lipsească fenomenele tranziției). În realitate, amplificatorii nu satisfac deplin niciuna din condițiile puse, deoarece deformează semnalul aplicat la intrare. Analiza distorsiunilor produse de un amplificator nelinear cu constantă de timp finită, în cazul semnalului aperiodic la intrare, este foarte complexă sub formă generală. Pentru analiza și con-

trolul distorsiunilor, semnalul este de obicei considerat periodic, iar distorsiunile de frecvență și fază se determină considerând sistemul linear. Distorsiunile nelineare se determină presupunând constanța de timp egală cu zero, iar semnalul aplicat, o simplă oscilație sinusoidală. Aceste simplificări nu dau de obicei o mare eroare de calcul și pot fi admise pentru amplificatorii de frecvență acustică. Totuși, în unele cazuri (amplificatorii de imagine din instalațiile de televiziune, amplificatorii de impuls) trebuie să se ia în considerare fenomenele tranzitorii care au loc în circuitele amplificatorului. Transformatorii de joasă frecvență se folosesc mai ales ca elemente ale circuitelor de electroacustică, de aceea analiza distorsiunilor provocate de transformator se va efectua pe baza simplificărilor adoptate mai sus. Distorsiunile specifice provocate de transformator, la trecerea prin el a semnalelor sub formă de impuls și a celor dreptunghiulare, sunt studiate în capitoul IX.

Pe baza celor expuse se studiază următoarele distorsiuni, provocate de transformatorul de joasă frecvență:

a) distorsiunile de frecvență, caracterizate prin modificarea raportului dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare, în funcție de frecvență.

b) distorsiunile de fază, determinate de schimbarea decalajului armonicilor de ieșire, în raport cu aceleași armonice de la intrare, în funcție de frecvență.

c) distorsiunile nelineare, caracterizate prin apariția la ieșire a armonicilor, când se aplică la intrare o tensiune sinusoidală, de o frecvență dată.

d) alte deranjamente, caracterizate prin apariția la ieșire a paraziților, șomotului de fond și a altor semnale în lipsa semnalului util la intrarea transformatorului.

Distorsiunile de fază și frecvență, produse de transformator, depind de inductanțele și capacitățile înfășurărilor lui și pot fi determinate pe baza analizei schemei lui echivalente. Protecționând transformatorul în mod corespunzător, aceste distorsiuni pot fi reduse la valoarea admisibilă.

Distorsiunile nelineare sunt provocate de nelinearitatea caracteristicilor de magnetizare a miezului transformatorului. Mărirea lor depinde de calitatea materialului magnetic, de relația dintre elementele schemei de componența continuă și cea alternativă a inducției magnetice din miez. La valori ale inducției, care nu depășesc câteva sute de gauss, distorsiunile sunt de obicei atât de mici, încât pot fi neglijate. Transformatorii de intrare și cuplaj au de obicei o inducție redusă în miez, și distorsiunile nelineare ating valori neînsemnate. Acestea conțază

doar în transformatorii finali de puteri medii sau mari, în care inducția maximă depășește mai mulți kilogausi. Distorsiunile neliniare produse de transformator pot fi reduse până la valoarea admisibilă, limitând inducția maximă în miez.

Apariția tensiunilor parazite în înfășurarea secundară a transformatorului este provocată de cuplajele capacitive și inductive ale transformatorului și firelor de legătură, cu sursele de câmpuri electromagnetice și electrostatice: transformatorii de forță, electromotoarele, bobinele de șoc, conductorii. Pentru limitarea paraziților este necesar să se plaseze corect piesele, la construirea aparatului, iar în unele cazuri să se ecraneze cu atenție transformatorii și circuitele cele mai periculoase sub raportul producerii paraziților.

Dacă diferitele distorsiuni indicate nu depășesc mărimea admisibilă, calitatea transformatorului se consideră satisfăcătoare.

§ I. 4 Schema echivalentă a transformatorului de joasă frecvență și diferite cazuri de funcționare

Schema echivalentă generală a transformatorului de joasă frecvență montat între sursă și sarcină este dată în fig. I.4. Schema este raportată la înfășurarea primară a transformatorului. În schemă se folosesc următoarele notații:

$U = f \cdot e \cdot m$, a generatorului conectat la înfășurarea primară,

r_1 — rezistența înfășurării primare a transformatorului,

L_{s1} — inductanța de scăpări a înfășurării primare a transformatorului.

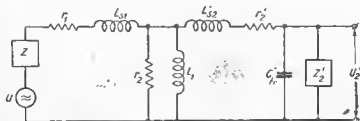


Fig. I.4. Schema echivalentă generală a unui transformator de joasă frecvență, legat între generator și sarcină.

r_e — rezistența echivalentă pierderilor în miez,

- L_1 — inductanța parțială *) a înfășurării primare a transformatorului
 L'_{s2} — inductanța de scăpări a înfășurării secundare, raportată la primar,
 r'_2 — rezistența înfășurării secundare, raportată la primar
 C'_{tr} — capacitatea proprie a transformatorului raportată la primar
 Z'_2 — impedanța sarcinei transformatorului, raportată la primar,
 U'_2 — tensiunea pe sarcină, raportată la primar.

După cum se știe, din electrotehnică, formulele pentru raportarea mărimilor de la înfășurarea secundară a transformatorului la cea primară sunt:

$$U'_2 = \frac{U_2}{n}; \quad (1.1)$$

$$Z'_2 = \frac{Z_2}{n^2}; \quad (1.2)$$

$$C'_{tr} = C_{tr} n^2; \quad (1.3)$$

$$r'_2 = \frac{r_2}{n^2}; \quad (1.4)$$

$$L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2} \quad (1.5)$$

în care n este raportul de transformare, egal cu raportul dintre numărul de spire al înfășurării secundare w_2 și numărul de spire al înfășurării primare w_1

$$n = \frac{w_2}{w_1}. \quad (1.6)$$

Drept sursă de tensiune pentru transformatori poate servi un tub electronic, un microfon, o doză electromagnetă sau electrodinamică, capul de reproducere al unui magnetofon, etc.

Impedanța diferitelor surse, precum și forța tor electromotoare sunt funcțiuni de frecvență. Sarcina transformatorului poate avea deasemenea un caracter diferit, deoarece ea poate avea deasemenea un caracter diferit, deoarece ea poate fi o rezistență, un difuzor, o linie de telecomunicații, apoi înregistrator al magnetofonului, sau circuitul de intrare al tubului electronic. Deaceia, schema echivalentă completă, care include

* N.T. Se înțelege prin aceasta inductanța obținută prin scăderea inductanței de scăpări a primarului din inductanța lui totală.

sursa, transformatorul și sarcina, poate fi foarte variată, având caracteristice de frecvență și de fază foarte diferite.

Cazurile principale de utilizare a transformatorului de joasă frecvență se poate reduce la câteva grupe, fiecare grupă folosind o anumită schemă echivalentă. Se notează prin:

- Z — impedanța interioară a sursei,
- R — componenta rezistivă a impedanței interne a sursei,
- L — inductanța sursei,
- C — capacitatea sursei,
- U — forța electromotoare a sursei,
- ω — pulsația,
- ω_s — pulsația de lucru superioară,
- Z_2 — impedanța sarcinii,
- R_2 — componenta rezistivă a impedanței sarcinii,
- L_2 — inductanța sarcinii,
- C_2 — capacitatea sarcinii,
- U_2 — tensiunea pe sarcină,
- A — coeficientul de proporționalitate.

Potrivit acestor notații, clasificarea diferitelor cazuri de utilizare a transformatorului, după felul sursei și după tipul sarcinii, va avea aspectul următor:

a) transformatori cu sarcină rezistivă alimentați de o sursă de tensiune cu impedanță internă rezistivă și forța electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}; Z = R; Z_2 = R_2. \quad (L7)$$

În această grupă intră: transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje, (puternic încărcăți în secundar cu o sarcină rezistivă), transformatorii de ieșire cu sarcină rezistivă care lucrează alimentați de la un tub electronic, microfon sau alt generator de tensiune a cărui impedanță se poate considera pur rezistivă și constantă, iar *f. e. m.* independentă de frecvență.

b) transformatori cu sarcină inductivă în banda frecvențelor superioare, lucrând alimentați de la o sursă cu impedanță internă rezistivă și forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}; Z = R; Z_2 = R_2 + j\omega L_2. \quad (L8)$$

În această grupă intră: transformatorii de ieșire, care debitează pe un difuzor electrodinamic, capul de înregistrare și alte tipuri de sarcini inductive.

c) transformatori cu sarcină capacitiivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu impedanță internă pur rezistivă și forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}; Z = R; \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \quad (I.9)$$

În această grupă intră transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje, care lucrează cu microfon sau tub, neîncărcați, sau slab încărcăți cu sarcină rezistivă, precum și transformatorii de ieșire, care alimentează un diluzor piezoelectric.

d) transformatori cu sarcină rezistivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu impedanță inductivă și cu forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}; Z = R + j\omega L; Z_2 = R_2 \quad (I.10)$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare puternic încărcăți, alimentați dela dozele electrodinamice sau electromagnetice, sau de alte surse de tensiune de același gen *)

e) transformatori cu sarcină capacitiivă care lucrează în banda frecvențelor superioare, alimentați dela o sursă cu impedanță inductivă și forță electromotoare independente de frecvență:

$$U = \text{const}; Z = R + j\omega L; \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \quad (I.11)$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare neîncărcați sau slab încărcăți, care lucrează alimentați dela dozele electrodinamice, electromagnetice, sau alți transformatori de acest tip.

f) transformatori cu sarcină rezistivă, care lucrează alimentați dela o sursă cu inductanță și forță electromotoare proporțională cu frecvența:

$$U = A\omega; Z = R + j\omega L; Z_2 = R_2 \quad (I.12)$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare puternic încărcăți, care lucrează alimentați dela capul de reproducere al magnetofonului.

*) Forța electromotoare a dozei electrodinamice sau electromagnetice, în cazul metodei adoptate de înregistrare a sunetului pe plăci de gramofon, scade linear cu frecvența în banda frecvențelor inferioare. Această scădere poate fi corectată printr'un circuit special. Ea nu este luată în considerație la analiza schemei echivalente, pentru cazul respectiv. Măsurătorile dovedesc că, componenta rezistivă a impedanței, și inductanța dozei, sau a transmițătorului, depind de frecvență. Această dependență diferă, pentru diversele construcții. Totuși, practica dovedește că, în majoritatea cazurilor, rezistența și inductanța se pot considera independente de frecvență.

g) Transformatori cu sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu reactanță inductivă și forță electromotoare proporțională cu frecvența:

$$U = A \omega; Z = R + j\omega L; \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2. \quad (I.13)$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare neîncărcați, sau slab încărcați, care lucrează alimentați dela capul de reproducere al magnetofonului.

h) Transformatorii cu sarcină rezistivă la frecvențe inferioare lucrează alimentați dela o sursă cu reactanță capacitivă, și cu forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}; Z = R - \frac{j}{\omega C}; Z_2 = R_2 \quad (I.14)$$

În această grupă intră transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje, puternic încărcați, precum și transformatorii de ieșire, cu sarcina rezistivă, care lucrează cu condensatori conectați în serie cu înfășurarea primară (de exemplu montajul cu rezistențe și transformatori).

i) Transformatori cu sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu reactanță capacitivă în banda frecvențelor inferioare, și forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}; Z = R - \frac{j}{\omega C}; \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2. \quad (I.15)$$

Acestei grupe îi aparțin transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje neîncărcați, sau slab încărcați, care lucrează cu condensator conectat în serie, în înfășurarea primară (montajul cu rezistență și transformatori).

j) Transformatori cu sarcină rezistivă, sau neîncărcați, care lucrează alimentați dela o sursă pur rezistivă cu forță electromotoare independentă de frecvență. Spre deosebire de cazurile studiate anterior, aici numai o singură frecvență bine determinată este frecvența de regim, și nu o bandă de frecvențe. În consecință, tensiunea în înfășurarea secundară trebuie să scadă repede, la variația frecvenței, în ambele sensuri:

$$U = \text{const}; Z = R; Z_2 = R_2 \text{ (sau egală cu infinitul)}. \quad (I.16)$$

Din această grupă fac parte transformatorii din etajele amplificatorilor selectivi.

Analiza caracteristicilor de frecvență și de fază ale cazurilor indicate mai sus duce la metode de calcul și la formule

de calcul diferite ceea ce se înțelege dela sine, deoarece schemele echivalente diferă pentru grupele enumerate. În expunerea de mai jos se face analiza schemelor echivalente și se deduc formulele de calcul.

§ 1.5 Evaluarea distorsiunilor de frecvență, de fază și nelineare.

Prin factorul distorsiunilor de frecvență la frecvența ω , se înțelege raportul factorului de amplificare al montajului, în banda frecvențelor medii de lucru k_0 , față de amplificarea k_ω , la frecvența ω .

$$M_\omega = \frac{k_0}{k_\omega} \quad (1.17)$$

în care M_ω este factorul distorsiunilor de frecvență la frecvența ω .

Factorul distorsiunilor de frecvență poate fi definit, de asemenea, ca fiind raportul tensiunii de leșire, la frecvențe medii, față de tensiunea de leșire, la frecvența ω , cu condiția ca tensiunea de intrare să rămână constantă

$$M_\omega = \frac{U_0}{U_\omega} \quad (1.18)$$

Factorul distorsiunilor de frecvență se exprimă sub formă de raport (1.17, 1.18), sau în unități logaritmice (decibeli sau neperi)

$$M_{db} = -20 \log \frac{k_0}{k_\omega} = -20 \log M; \quad (1.19)$$

$$M_{nep} = -\ln \frac{k_0}{k_\omega} = -\ln M. \quad (1.20)$$

Trecerea dela o unitate logaritimică la alta, cum și trecerea dela unitățile logaritmice la raport, se execută după formulele:

$$M_{db} = 8,68 M_{nep}; \quad (1.21)$$

$$M_{nep} = 0,115 M_{db}; \quad (1.22)$$

$$M = 10^{-\frac{M_{db}}{20}} = e^{-M_{nep}} \quad (1.23)$$

Pentru a aprecia mărimea distorsiunilor de frecvență se

utilizează caracteristica de frecvență, care reprezintă factorul de amplificare, în funcție de frecvență (fig. 1.5).

Distorsiunile de fază provocate de transformatorii se determină după variația cu frecvența a unghiului de decalaj între semnalul de la intrare și cel de la ieșire. Dacă unghiul de decalaj este egal cu zero pentru toate frecvențele, sau variază direct proporțional cu frecvența, atunci forma curbei semnalului de ieșire în lipsa distorsiunilor de frecvență și a celor nelineare va fi identică cu forma curbei semnalului incident și distorsiunile de fază lipsesc. Pentru a calcula mărimea distorsiunilor de fază se utilizează caracteristica de fază (fig. 1.6) unde pe abscisă este

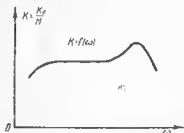


Fig. 1.5. Caracteristica de frecvență.

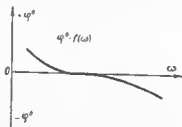


Fig. 1.6. Caracteristica de fază.

trecută frecvența, iar pe ordonată unghiul de decalaj al fazei tensiunii de ieșire, în raport cu cea de la intrare. Unghiul de decalaj al fazei se măsoară în grade sau minute și se notează de obicei prin φ .

Distorsiunile nelineare pot fi caracterizate comod prin factorul de nelinearitate (vezi B5). Factorul de nelinearitate al sistemului poate fi definit cu raportul dintre valoarea eficace a curentului sau tensiunii armoniceilor, apărute în sistem, și valoarea eficace a curentului sau a tensiunii fundamentalei, când asupra sistemului acționează un semnal sinusoidal:

$$k_f = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad (1.24)$$

Înmulțind numărătorul și numitorul ambelor formule prin $\sqrt{2}$, se obțin expresiile care dau factorul de nelinearitate în funcție de valorile maxime ale armoniceilor și fundamentalei

$$k_f = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2 + \dots}}{I_{m1}} = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + U_{m4}^2 + \dots}}{U_{m1}} \quad (1.25)$$

în care: k_f — factorul de nelinearitate

I_2, I_3, I_4 — valorile eficace ale curenților armoniceilor
a doua, a treia și a patra.

U_2, U_3, U_4 — valorile eficace ale tensiunilor armoniceilor.

I_{m2}, I_{m3}, I_{m4} — intensitățile maxime ale armoniceilor a doua,
a treia și a patra,

U_{m2}, U_{m3}, U_{m4} — valorile maxime ale tensiunii armoniceilor
a doua, a treia și a patra.

I_1 — valoarea eficace a curențului fundamentalei.

U_1 — valoarea eficace a tensiunii fundamentalei.

Factorul de nelinearitate se exprimă printr'un raport, sau
în procente; în ultimul caz, partea dreaptă a formulelor (1.24)
și (1.25) se înmulțește prin 100.

CAPITOLUL II

TRANSFORMATORII CU SARCINĂ REZISTIVĂ, ALIMENTAȚI DE LA O SURSĂ DE TENSIUNE CU IMPEDANȚA INTERNĂ REZISTIVĂ

§ II. 1. Schema echivalentă.

Orice sursă și sarcină au, în afară de componenta rezistivă a impedanței și o componentă reactivă, care depinde de frecvență. Totuși, dacă în banda frecvențelor de lucru, componenta reactivă a impedanței este mult mai mică decât componenta rezistivă, ea poate fi neglijată, fără a introduce prin aceasta o eroare însemnată.

Din transformatorii a căror sursă de tensiune și a căror sarcină pot fi considerate respective, fac parte :

a) Transformatorii de intrare puternic încărcati cu rezistență în secundar (formula II.1). Aceștia lucrează alimentați de la un microfon cu cărbune, sau electrodinamic, volum control cu impedanța de ieșire constantă, linie de telecomunicații cu corecție și alte surse, a căror impedanță se poate considera rezistivă, în zona frecvențelor de lucru.

b) Transformatorii de cuplaj între tuburi, puternic încărcati cu rezistență pură, în secundar.

c) Transformatorii de ieșire, care debitează pe o rezistență pură, volum control cu impedanță de intrare constantă, linie de telecomunicații cu corecție.

d) Transformatorii de ieșire, care debitează pe o sarcină a cărei componentă reactivă poate să varieze în limite foarte largi, în timpul funcționării. Ca exemplu poate servi transformatorul de ieșire al amplificatorului de radfocare, a cărui sarcină este funcție de parametrii rețelei și de numărul difuzoarelor conectate. În acest caz la calculul transformatorului, sarcina trebuie să se considere pur rezistivă deoarece mărimea componentei reactive poate varia în limite largi, și chiar poate să schimbe semnul.

Nu orice transformator de intrare sau de cuplaj, între tuburi cu sarcină în secundar, poate fi studiat ca un transformator

cu sarcină rezistivă. În derivație cu rezistența sarcinii, după cum se vede din fig. 14, este conectată capacitatea proprie a transformatorului C_{tr} , precum și capacitatea montajului și capacitatea de ieșire a lămpii. Calculul și verificarea experimentală dovedesc că dacă în banda frecvențelor de lucru superioare, reactanța capacității totale, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, depășește de trei sau mai multe ori valoarea rezistenței sarcinii din înfășurarea secundară, sarcina se poate considera pur rezistivă, iar caracteristica de frecvență poate fi calculată neglijând influența capacității. Deaceia se poate considera că sarcina transformatorului de intrare sau de cuplaj între tuburi, este rezistivă dacă se respectă condiția:

$$R_2 < \frac{1}{3\omega_s C} = \frac{1}{3\omega_s (C_{tr} + C_m + C_{int})} \quad (II.1)$$

în care C — capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului,

C_{tr} — capacitatea proprie a transformatorului,

C_m — capacitatea montajului,

C_{int} — capacitatea de intrare a tubului pe care debitează transformatorul,

ω_s — pulsația superioară de lucru,

iar R_2 — rezistența ce încarcă înfășurarea secundară a transformatorului.

Capacitatea proprie a transformatorului C_{tr} este funcție de dimensiunile lui și de construcție, și de obicei este cuprinsă între 25-250 μF . Valorile capacităților proprii ale diferitelor transformatori sunt indicate în tabela XV 3, din paragraful XV 3.

În cazul conductorilor neecrași, capacitatea circuitului grilei C_m este de obicei cuprinsă între 10-20 μF . În cazul folosirii conductorilor ecrasați, această capacitate se mărește și poate fi calculată în funcție de lungimea conductorului ecranat și de capacitatea lui specifică (capacitatea pe metru de lungime). Ulterior se va dovedi că mărirea capacității care încarcă transformatorul, reduce amplificarea etajului, sau înrăutățește caracteristica lui de frecvență și de fază. Deaceia, o capacitate însemnată a montajului se poate admite doar în cazurile când acest fapt este inevitabil.

Capacitatea de intrare a tubului, sau a lămpii pe care debitează transformatorul C_{int} , depinde de tipul tubului folosit și de schema etajului. În cazul cel mai simplu, (etaj simplu cu

sarcină rezistivă, lucrând în clasa A cu o triodă fără reacție), capacitatea de intrare se determină după formula :

$$C_{int} = C_{gk} + C_{ag} \left(1 + \frac{U_a}{U_g} \right), \quad (11.2)$$

în care C_{gk} — capacitatea statică grilă-catod a triodeli,

C_{ag} — capacitatea statică anod-grilă,

U_a — componenta alternativă a tensiunii pe anod,

U_g — componenta alternativă a tensiunii pe grilă.

Determinarea capacității de intrare a tubului, în cazurile mai complicate, poate fi făcută pe baza teoriei expuse la cursul de amplificatori de joasă frecvență (vezi B4 și 5).

În cazul transformatorilor de ieșire, care debitează pe o rezistență pură (vg, 11.1), influența capacității poate fi neglijată

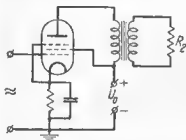


Fig. 11.1. Schema de principiu a etajului final cu pentodă, cu transformator de ieșire, care debitează pe o sarcină rezistivă.

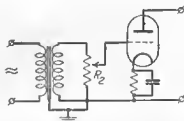


Fig. 11.2. Transformator de intrare cu sarcină în înfășurarea secundară, folosit ca regulator de amplificare.

aproape totdeauna, deoarece rezistența sarcinii este în majoritatea cazurilor redusă.

Shuntarea înfășurării secundare a transformatorului, prin rezistență, se folosește deseori în practică, deoarece ea permite :

a) Să se realizeze reglarea amplificării, folosind shuntul ca regulator de amplificare (fig. 11.2).

b) Să se facă sarcina transformatorului rezistivă, din punct de vedere practic, în banda frecvențelor de lucru, ceea ce permite obținerea unei impedințe aproape constante în banda de lucru, micșorează posibilitatea apariției fenomenelor tranzitorii de lungă durată, și micșorează unghiul de decaaj provocat de transformator la frecvențe ridicate.

c) Să se îmbunătățească calitatea funcționării etajului, adică să se elimine posibilitatea autoexcitării.

Pentru a elimina posibilitatea autoexcitării etajului de amplificare la un amplificator bine calculat și construit, este suficient de obicei să se conecteze pe înfășurarea secundară o rezistență de $0,5-2\text{ M}\Omega$. Introducerea acestei rezistențe nu are repercusiuni însemnate asupra factorului de amplificare al etajului, dar mărește mult stabilitatea funcționării amplificatorului. Totuși, o astfel de rezistență nu imprimă de obicei un caracter rezistiv sarcinii transformatorului în întreaga bandă a frecvențelor de lucru, deoarece ea nu satisface condiția (II.1), fiind prea mare.

Dacă shuntul din înfășurarea secundară se introduce ca să asigure caracterul rezistiv al sarcinii transformatorului, în banda frecvențelor de lucru, valoarea maximă admisibilă a rezistenței sale se determină după expresia (II.1).

Folosirea shuntului în înfășurarea secundară, pentru mărirea stabilității funcționării etajului, este aproape totdeauna necesară în etajele de confruntare, cu transformatori de intrare și ieșire, precum și în amplificatorii cu mai multe etaje cu transformatori. Cauza autoexcitării etajului cu transformator neîncărcat se explică prin faptul că deseori rezistența circuitului grilei este insuficientă pentru compensarea rezistenței negative, produsă în circuitul grilei datorită capacităților dintre electrozii tubului și capacități montajului. La frecvența de rezonanță a circuitului grilei, determinată de capacitatea totală C , care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului și de inductanța de scăpări a transformatorului raportată la secundar L'_s (fig. II.3), rezistența circuitului scade până la o valoare foarte mică și deseori este insuficientă pentru funcționarea stabilă a etajului.

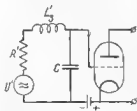


Fig. II.3 Schema echivalentă simplificată a transformatorului, pentru banda frecvențelor de lucru superioare, raportată la circuitul grilei.

Conectarea shuntului în înfășurarea secundară mărește rezistența circuitului grilei, și prin aceasta face ca funcționarea etajului să fie stabilă. Cu cât este mai mică rezistența shuntului, cu atât el reduce mai mult amplificarea etajului; de aceea, în cazurile când shuntul se montează pentru îmbunătățirea stabilității funcționării, rezistența lui se ia destul de mare.

Shuntarea înfășurării primare a transformatorului nu îmbunătățește de fapt stabilitatea funcționării etajului, deoarece la frecvențele superioare, rezistența care shuntează înfășurarea primară apare co-

nectată în serie cu inductanța de scăpări a transformatorului, ca și cum s'ar deconecta dela circuitul grilei.

Problema calculului electric al transformatorului cuprinde determinarea următoarelor mărimi, a căror cunoaștere este necesară pentru construcția transformatorului;

1. Rezistențele înfășurărilor.
2. Inductanța înfășurării primare.
3. Inductanțele de scăpări.
4. Raportul de transformare.
5. Constanta de timp a transformatorului.

Afară de aceasta sunt necesare expresiile care permit: să se determine caracteristicile de frecvență și de fază ale etajului de amplificare cu transformator, să se găsească factorul de amplificare și să se determine inducția maximă în miez, de care depind distorsiunile nelineare produse de transformator.

Toate mărimile indicate se pot deduce din analiza schemei echivalente a etajului de amplificare, dacă se cunosc: schema de principiu, banda frecvențelor de lucru, distorsiunile admisiibile de frecvență (sau de fază), randamentul transformatorului și datele sursei semnalului.

Să trecem la analiza schemei echivalente și la determinarea mărimilor indicate.

§ II. 2. Schemele echivalente simplificate, pentru frecvențele de lucru inferioare, medii și superioare.

Pentru analiza caracteristicii de fază și de frecvență a transformatorului cu sarcină rezistivă care lucrează alimentat dela o sursă cu forță electromotoare independentă de frecvență și cu impedanță internă pur rezistivă se poate folosi *schema echivalentă completă*, reprezentată în fig. II.4. Totuși, în acest caz formulele de calcul sunt foarte complicate și incomode în practică, iar deducerea lor este dificilă. Chiar în cazul când ra-



Fig. II.4. Schema echivalentă completă a transformatorului cu sarcină rezistivă, care lucrează alimentat dela o sursă cu impedanță rezistivă.

portut dintre frecvența de lucru superioară și cea inferioară este de 10-20 (în realitate este de obicei mult mai mare) schema echivalentă completă poate fi simplificată fără a cauza o eroare apreciabilă, obținând

din ea scheme care sunt juste, doar pentru o bandă anumită de frecvențe (vezi B4 și 5).

De obicei se studiază trei scheme de acest gen :

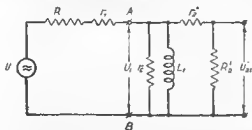


Fig. 11.5. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă, pentru frecvențele inferioare.

ma echivalentă pentru zona frecvențelor de regim inferioare, indicată în fig. 11.5.

În banda frecvențelor de lucru medii este neglijabilă din punct de vedere practic atât influența inductanței de scăpări a înfășurărilor, cât și a circuitului derivație, constituit de inductanța înfășurării primare a transformatorului și rezistența pierderilor în miez. Rezultă că, pentru frecvențele de lucru medii se obține schema echivalentă, reprezentată în fig. 11.6.

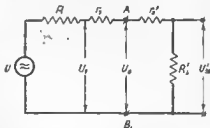


Fig. 11.6. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvențele medii.

În banda frecvențelor de lucru superioare, inductanța înfășurării primare și rezistența pierderilor în miez este neglijabilă, de aceea schema pentru frecvențele superioare ia forma reprezentată în fig. 11.7.

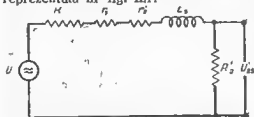


Fig. 11.7. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvențele superioare.

Aici, prin L_s este notată inductanța de scăpări a transformatorului, egală cu suma inductanței de scăpări a înfășurării primare și a inductanței de scăpări a înfășurării secundare raportată la primar :

$$L_s = L_{s1} + L'_{s2} = L_{s1} + \frac{L_{s2}}{n^2} \quad (11.3)$$

§ II.3. Caracteristicile de frecvență și de fază, în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare

Pentru determinarea distorsiunilor de frecvență, produse de transformatorul cu sarcină rezistivă în banda frecvențelor de lucru inferioare, este necesar să se determine raportul dintre tensiunea de ieșire, la frecvențele medii, și tensiunea de ieșire, la frecvențele inferioare (joase).

Pentru această se vor folosi schemele echivalente pentru frecvențele medii și inferioare, reprezentate în figurile II. 5 și II. 6 și se vor înlocui cu un generator echivalent, raportat la bornele A și B. Sursa de tensiune cu rezistența $R + r_1$ și cu sarcina $r'_2 + R'_2$ va fi înlocuită prin generatorul echivalent cu tensiunea U_{ei} și cu rezistența internă R_{ei} . După această substituție, schemele vor avea forma arătată în figurile II. 8 și II. 9. Rezistența interioară și forța electromotoare a generatorului echivalent se vor determina prin metoda mersului în gol și în scurtcircuit, metode bine cunoscute din electrotehnică.

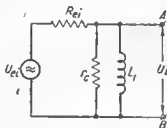


Fig. II.8. Schema echivalentă simplificată a transformatorului, pentru frecvențele inferioare.

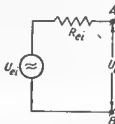


Fig. II.9. Schema echivalentă simplificată a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvențe medii.

Pentru schema din fig. II.6, curentul de scurtcircuit se va determina din expresia :

$$I_{sc} = \frac{U}{R + r_1} \quad (\text{II.4})$$

iar tensiunea de mers în gol (f. e. m. a generatorului echivalent) :

$$U_0 = U_{ei} = U \frac{r'_2 + R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} \quad (\text{II.5})$$

Deci, rezistența internă a generatorului echivalent este :

$$R_{ei} = \frac{U_0}{I_{sc}} = \frac{(R + r_1) (r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(R + r_1) (R_a - r_1)}{R + R_a} \quad (\text{II.6})$$

în care R_a este rezistența cu care se încarcă sursa de tensiune și care este egală cu suma rezistențelor r_1 , r'_2 și R'_2 . După cum se vede din formula obținută, R_{ei} este egală cu rezistența obținută prin legarea în paralel între punctele A și B a rezistențelor $R+r_1$ și $r'_2+R'_2$.

Când rezistențele înfășurărilor sunt mici în comparație cu rezistența sarcinii, ceea ce are loc la transformatorul de ieșire de mare putere, rezistența înfășurărilor poate fi neglijată și formula (II.6) capătă forma :

$$R_{ei} \approx \frac{R R_a}{R+R_a} . \quad (\text{II.7})$$

Tensiunile U'_{21} și U_p , precum și tensiunile U'_{20} și U_0 sunt proporționale două câte două și sunt în fază. De aceea, pentru determinarea distorsiunilor de frecvență, în banda frecvențelor inferioare, pot fi folosite schemele echivalente din fig. II.8 și II.9.

Tensiunea U_0 , din fig. II.9 este egală cu U_{ei} , iar tensiunea U_i , conform fig. II.8 este :

$$U_i = U_{ei} \frac{Z_c}{R_{ei} + Z_c} , \quad (\text{II.8})$$

în care Z_c reprezintă impedența echivalentă inductanței înfășurării primare L_1 și rezistenței pierderilor în miez r_c .

$$Z_c = \frac{r_c j \omega L_1}{r_c + j \omega L_1} . \quad (\text{II.9})$$

Deci factorul distorsiunilor de frecvență M_i este :

$$M_i = \frac{k_o}{k_i} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_{ei} + Z_c}{Z_c} = 1 + \frac{R_{ei}}{Z_c} . \quad (\text{II.10})$$

Substituind în (II. 10) valoarea Z_c și împărțind numărătorul cu numitorul fracției, prin r_c^2 , se obține :

$$\begin{aligned} M_i &= 1 + \frac{R_{ei}(r_c + j \omega L_1)}{r_c j \omega L_1} = 1 + \frac{R_{ei} \left(1 + j \frac{\omega L_1}{r_c} \right)}{j \frac{\omega L_1}{r_c}} = \\ &= 1 + \frac{R_{ei}}{j \frac{\omega L_1}{r_c}} \cdot \frac{\omega L_1}{r_c} \left(1 + j \frac{\omega L_1}{r_c} \right) = 1 + \frac{R_{ei}}{j \frac{\omega L_1}{r_c}} - j \frac{R_{ei}}{\omega L_1} , \quad (\text{II.11}) \end{aligned}$$

în care prin Q_c este notat raportul $\frac{r_c}{\omega L_1}$, egal numeric cu cotangentă unghiului de pierderi al curentului de mers în gol al transformatorului care de aici înainte (vezi paragraful XI. 2) se va numi factorul de calitate al miezului transformatorului:

$$Q = \operatorname{ctg} \psi_c = \frac{r_c}{\omega L_1}. \quad (\text{II.12})$$

Din expresia (II.11) se obține cu ușurință modulul factorului distorsiunilor de frecvență, pentru frecvențele de lucru inferioare:

$$\begin{aligned} M_i &= \sqrt{\left(1 + \frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}\right)^2 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)^2} = \\ &= \sqrt{\left(1 + \frac{R_{ei}}{r_c}\right)^2 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)^2}. \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Permeabilitatea magnetică a miezului scade la inducții mici. Rezultatul este micșorarea inductanței înfășurării primare și, prin urmare, mărirea distorsiunilor de frecvență, provocate de transformator când scade amplitudinea tensiunii aplicate. Deaceia, calculul distorsiunilor de frecvență se face de obicei pentru amplitudinea minimă a tensiunii aplicate transformatorului. La inducții reduse și la frecvențe scăzute, mărirea Q_c , pentru materialele magnetice folosite la transformatorii de joasă frecvență, după cum dovedesc măsurătorile, este mult mai mare decât unitatea. Raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$ în zona frecvențelor de lucru obișnuite este mai mic decât unitatea și deci se poate neglija aproape întotdeauna mărirea $\frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}$, în comparație cu unitatea. Atunci expresia pentru determinarea distorsiunilor de frecvență, în banda frecvențelor inferioare, pentru transformatorul cu sarcină rezistivă, va avea forma:

$$M_i = \sqrt{1 + \left[\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right]^2}. \quad (\text{II.14})$$

Formula simplificată (II.14) dă un rezultat suficient de precis pentru valorile mari ale lui Q_c , ceea ce corespunde inducțiilor mici (nu mai mari decât zecile de gaussi) și la frecvențe scăzute, până la câteva sute de herți. Eroarea produsă de formula simplificată se mărește în cazul valorilor absolute mici.

Pentru ușurarea calculului distorsiunilor de frecvență, după formula precisă din fig. II.10, se dă o diagramă după care se poate găsi factorul distorsiunilor de frecvență, dacă se cunoaște raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$ și Q_c . Diagrama este construită după expresia (II. 13), pentru diferite valori ale lui Q_c .

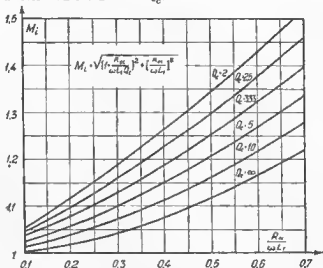


Fig. II.10. Factorul distorsiunilor de frecvență M_i , în funcție de raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$, pentru diferite valori ale factorului de calitate al materialului magnetic.

Explicitând din (II.14) pe L_1 , se obține expresia pentru calculul inductanței minime necesare a înfășurării primare în funcție de distorsiunile de frecvență propuse la frecvența de lucru inferioară:

$$L_1 = \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}}. \quad (\text{II.15})$$

La calculul transformatorilor de ieșire puternici (de ordinul sutelor de wăți sau mai mult), al căror randament depășește 92—95%, se poate neglija rezistența înfășurărilor; atunci expresia (II.6), pentru determinarea rezistenței generatorului echivalent, se va simplifica și va lua forma:

$$R_{ei} = \frac{R R_2}{R + R_2} = R \frac{\alpha}{1 + \alpha}, \quad (\text{II.16})$$

in care :

$$\alpha = \frac{R_2}{R} \quad (II.17)$$

In acest caz, pentru determinarea inducției înfășurării primare se obține formula :

$$L_1 = \frac{\alpha R}{\omega(1 + \alpha) \sqrt{M_i^2 - 1}} \quad (II.18)$$

iar formula pentru determinarea distorsiunilor de frecvență la forma ,

$$M_i = \sqrt{1 + \left[\frac{\alpha R}{(1 + \alpha) \omega L_1} \right]^2} \quad (II.19)$$

Expresiile obținute permit să se calculeze, cu un grad de precizie suficient, caracteristica de frecvență a etajului de amplificare cu transformator care debitează pe o sarcină rezistivă, putându-se găsi deasemenea, în funcție de distorsiunile de frecvență, la frecvența de lucru inferioară, inducția minimă necesară a înfășurării primare.

După cum s'a indicat mai sus, caracteristica de frecvență a transformatorului cu miez de material magnetic în tole, depinde în mare măsură de amplitudinea tensiunii aplicate transformatorului. Inducția maximă în miezul transformatorului, în cazul aplicării în înfășurarea primară a unei tensiuni sinusoidale cu frecvența unghiulară (pulsția) ω , se determină prin cunoscuta expresie:

$$B_m = \frac{E_{mI} 10^8}{\omega q_c w_1} \quad (II.20)$$

in care B_m — amplitudinea inducției în miez, în gaussi

E_{mI} — amplitudinea forței contraelectromotoare din înfășurarea primară, în volți, aproximativ egală cu amplitudinea tensiunii aplicate.

ω — pulsția tensiunii aplicate,

q_c — secțiunea netă a materialului magnetic al miezului, în cm^2

w_1 — numărul spirelor înfășurării primare.

La tensiuni mici aplicate transformatorului, inducția din miez nu depășește fracțiuni de gaussi, iar permeabilitatea magnetică a miezului este minimă (așa numita permeabilitate inițială). Inducția înfășurării primare, proporțională cu permeabilitatea mag-

netică a miezului, după cum se vede din expresia care determină inductanța înfășurării primare, va fi de asemenea minimă:

$$L_1 = \frac{0,4\pi \mu \sim i w_1^2 g_c}{10^8 l_c} \quad (II.21)$$

aici L_1 = inductanța înfășurării primare, în henry,

$\mu \sim i$ — permeabilitatea magnetică inițială a materialului miezului, pentru componenta alternativă a fluxului magnetic,

l_c — lungimea medie a finilor magnetice de forță în miez, în cm.

În cazul unor astfel de tensiuni aplicate, caracteristica de frecvență va fi cea mai proastă. Dacă inducția maximă în miezul transformatorului, care apare în cazul tensiunii maxime aplicată transformatorului, nu depășește fracțiuni de gauss sau câțiva gauss, atunci permeabilitatea, din punct de vedere practic, nu va depinde de amplitudinea semnalului, iar caracteristica de frecvență va fi una și aceeași, atât în cazul semnalului celui mai slab, cât și în cazul semnalului celui mai puternic. Aceasta are loc în transformatorii de intrare ai amplificatorilor, a căror tensiune se măsoară în milivolți și în transformatorii de cuplaj dintre tuburi, care lucrează la tensiuni mici și au un număr mare de spire în înfășurarea primară.

În transformatorii de ieșire de medie și mare putere, inducția maximă în miez atinge 8000 — 11000 gauss la amplitudinea maximă a tensiunii și caracteristica de frecvență variază mult cu amplitudinea. La tensiuni mici, corespunzătoare permeabilității inițiale, caracteristica de frecvență este cea mai proastă. Când tensiunea crește, ea se îmbunătățește, iar la tensiuni corespunzătoare zonei permeabilității maxime (4000 — 6000 gauss, pentru calitățile obișnuite de tofe de transformator), caracteristica de frecvență este optimă. Dacă se continuă mărirea amplitudinii semnalului, caracteristica de frecvență se înrăutățește din nou. Pentru ca variația caracteristicii de frecvență a transformatorului de ieșire să nu se reflecte intens asupra caracteristicii de frecvență generată de amplificatorul în transformatorul de ieșire nu trebuie să se admită distorsiuni de frecvență care să depășească 1 — 2 decibeli.

Transformatorul cu sarcină rezistivă provoacă un decalaj de fază atât în banda frecvențelor de lucru inferioare, cât și în banda frecvențelor superioare. Pentru determinarea caracteristicii de fază în banda frecvențelor inferioare, este suficient să se deter-

mine din schema II.8, raportul dintre tensiunea de ieșire U_i și *f.e.m.* a sursei U_{ei} :

$$\begin{aligned} \frac{U_i}{U_{ei}} &= \frac{\frac{j \omega L_1 r_c}{j \omega L_1 + r_c}}{R_{ei} + \frac{j \omega L_1 r_c}{j \omega L_1 + r_c}} = \\ &= \frac{j \frac{\omega L_1}{r_c}}{R_{ei} \frac{1}{r_c} \left(1 + j \frac{\omega L_1}{r_c}\right) + j \frac{\omega L_1}{r_c}}. \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Introducând Q_0 , conform cu formula (II.12), se va obține prin transformări simple:

$$\begin{aligned} \frac{U_i}{U_{ei}} &= \frac{1}{1 + \frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_0} - j \frac{R_{ei}}{\omega L_1}} = \frac{\left(1 + \frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_0}\right) + j \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)}{\left[1 + \frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_0}\right]^2 + \left[\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right]^2} = \\ &= \frac{A + jB}{A^2 + B^2} \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Tangenta unghiului de decalaj a tensiunii de ieșire, în raport cu *f.e.m.* a sursei, se va determina ca fiind raportul componentei imaginare a număratorului, față de cea reală:

$$\text{tg } \varphi_i = \frac{\frac{R_{ei}}{\omega L_1}}{1 + \frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_0}} = \frac{R_{ei}}{\omega L_1 + \frac{R_{ei}}{Q_0}}. \quad (\text{II.24})$$

La valori mari pentru Q_0 (inducții mici în miez), formula se simplifică:

$$\text{tg } \varphi_i = \frac{R_{ei}}{\omega L_1}. \quad (\text{II.25})$$

Din expresiile (II.24) și (II.25) se vede că decalajele de fază, în banda frecvențelor inferioare, sunt pozitive, adică tensiunea de ieșire este în avans față de cea de intrare. Unghiul de decalaj al fazei este aproape de zero, în cazul valorilor mari ale lui ω (frecvențe medii). El crește pe măsura scăderii frecvenței, tinzând spre 90° , la frecvențe foarte scăzute.

§ II. 4 Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare și determinarea inductanței de scăpări admisibile

Distorsiunile de frecvență, în banda frecvențelor superioare, produse de transformatorii cu sarcină rezistivă, sunt condiționate de influența inductanței de scăpări a transformatorilor. Din schemele echivalente din figurile II.6 și II.7, se poate determina modulul raportului tensiunilor raportate la sarcină, care reprezintă factorul distorsiunilor de frecvență, în banda frecvențelor de lucru superioare:

$$M_s = \frac{U'_{20}}{U'_{2s}} = \frac{U \frac{R_2}{R + r_1 + r'_2 + R_2}}{U \frac{R_2}{\sqrt{(R + r_1 + r'_2 + R_2)^2 + (\omega L_s)^2}}} = \frac{\sqrt{(R + r_1 + r'_2 + R_2)^2 + (\omega L_s)^2}}{R + r_1 + r'_2 + R_2} \quad (\text{II.26})$$

Se notează prin α raportul dintre rezistența totală, care încarcă sursa, și rezistența interloară a surselor:

$$\alpha = \frac{r_1 + r'_2 + R_2}{R} = \frac{R_a}{R}; \quad (\text{II.27})$$

atunci formula (II.26) după substituirea lui α și după unele reduceri va lua forma:

$$M_s = \sqrt{1 + \left[\frac{\omega L_s}{(1 + \alpha)R} \right]^2} = \sqrt{1 + \left[\frac{\omega L_s}{R + R_a} \right]^2} \quad (\text{II.28})$$

Expresia obținută este foarte practică pentru construirea caracteristicii de frecvență a transformatorului cu sarcină rezistivă în banda frecvențelor de lucru superioare.

Prin explicitarea din (II.28) a inductanței de scăpări L_s , se va obține formula pentru calculul inductanței de scăpări maxim admisibile, în funcție de pulsația de lucru superioară propusă ω_s , și de distorsiunile de fază admisibile M_s , la această frecvență:

$$L_s \leq \frac{(1 + \alpha)R}{\omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1} = \frac{(R + R_a) \sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s} \quad (\text{II.29})$$

Din analiza expusă reiese că factorii distorsiunilor de frecvență M_i și M_s , pentru etajul de amplificare cu transformatori

care debitează pe o sarcină rezistivă, sunt totdeauna mai mari decât unitatea. Deaceia, distorsiunile de frecvență, exprimate în unități logaritmice, (vezi paragraful I.5) sunt totdeauna negative iar caracteristica de frecvență recilinie din punct de vedere practic în banda de frecvențe medii scade la frecvențe de lucru inferioare și superioare (fig. II.11).

Decalajele de fază produse de transformatorii cu sarcină rezistivă, în banda frecvențelor de lucru superioare, se pot calcula după schema din fig. II.7, luând raportul dintre tensiunea la ieșire și *f.e.m.* a sursei:

$$\frac{U_{2s}}{U} = \frac{R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2 + j\omega L_s} = \frac{1}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} + j \frac{\omega L_s}{R'_2}} =$$

$$= \frac{\left[1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} \right] - j \left[\frac{\omega L_s}{R'_2} \right]}{\left[1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} \right]^2 + \left[\frac{\omega L_s}{R'_2} \right]^2} = \frac{A + jB}{A^2 + B^2} \quad (\text{II.30})$$

De aici, tangenta unghiului de defazăj, între tensiunea de ieșire și *f.e.m.* a sursei, va fi:

$$\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{B}{A} = \frac{-\frac{\omega L_s}{R'_2}}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2}} = -\frac{\omega L_s}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = -\frac{\omega L_s}{(1+g)R'} \quad (\text{II.31})$$

Expresia obținută dovedește că defazaajele în banda frecvențelor superioare sunt negative, adică tensiunea la ieșire este în întârziere față de tensiunea la intrare. Unghiul de defazăj este aproape de zero, la valorile mici ale lui ω (frecvențe medii), și se mărește pe măsura creșterii frecvenței, tinzând spre 90° , la frecvenței foarte ridicate. Nu trebuie să se omită că expresia (II.31) nu se aplică decât până la frecvența de lucru superioară; pentru frecvențele mai ridicate nu se mai poate neglija influența capacității proprii a transformatorului și a capacității sarcinii.

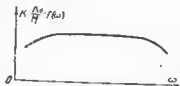
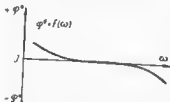


Fig. II.11. Caracteristica de frecvență a transformatorului cu sarcină rezistivă.

$$\frac{U_{2s}}{U} = \frac{R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2 + j\omega L_s} = \frac{1}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} + j \frac{\omega L_s}{R'_2}} =$$

$$= \frac{\left[1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} \right] - j \left[\frac{\omega L_s}{R'_2} \right]}{\left[1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} \right]^2 + \left[\frac{\omega L_s}{R'_2} \right]^2} = \frac{A + jB}{A^2 + B^2} \quad (\text{II.30})$$

Fig. II.12. Caracteristica de fază a transformatorului cu sarcină rezistivă.

oară; pentru frecvențele mai ridicate nu se mai poate neglija influența capacității proprii a transformatorului și a capacității sarcinii.

Deaceia la calculul caracteristicii de fază la frecvențe mai ridicate decât frecvența de lucru superioară (necesar pentru calculul amplificatorilor cu reacție negativă), trebuie să se aplice formulele care țin seama de influența capacității, din înfășurarea secundară a transformatorului (IV.3).

Aspectul caracteristicii de fază a etajului de amplificare, cu transformator încărcat cu rezistență, este reprezentat în fig. II.12.

§ II.5. Determinarea rezistenței admisibile a înfășurărilor

Randamentul transformatorului de joasă frecvență, ca și la transformatorul de rețea, reprezintă raportul dintre puterea cedată de transformator sarcinii și puterea absorbită de transformator dela sursa de alimentare. Diferența dintre aceste puteri reprezintă pierderile în transformator. După cum se știe, pierderile în transformator se compun din pierderile în miez, și pierderile în înfășurări. În transformatorul de rețea, aceste componente au valori de același ordin de mărime. În transformatorul de joasă frecvență, pierderile în miez nu se reflectă, din punct de vedere practic, asupra randamentului, deaceia nu seiau în considerație.

Chiar în transformatorul de leșire de putere, în care amplitudinea inducției poate atinge 10 — 12 kgaus, influența pierderilor în miez asupra randamentului poate fi neglijată, deoarece inducția în miez variază invers proporțional cu frecvența, iar la frecvențele de lucru medii, la care se determină randamentul, inducția scade până la sute de gauși. La o inducție atât de mică, pierderile în miez sunt mult mai mici decât pierderile în înfășurări. Deaceia determinarea randamentului, fără a ține seama de pierderile în miez, nu dă o eroare apreciabilă. La o amplitudine mai mică a semnalului, pierderile în miez au un rol și mai neînsemnat.

În transformatorul de mică putere, inducția maximă nu este mare, chiar la frecvențe inferioare, deaceia cu atât mai mult se poate neglija influența pierderilor în miez asupra randamentului transformatorilor mici.

Deoarece randamentul transformatorului de joasă frecvență, deci și pierderile, depind numai de rezistența înfășurărilor, se poate determina rezistența înfășurărilor pentru o valoare dată a randamentului transformatorului. Rezistența înfășurărilor este cu atât mai mică, cu cât conductorul este mai gros, adică cu cât s'a consumat mai mult cupru; dimensiunile miezului cresc însă cu grosimea conductorului. Prin urmare, transformatorul cu un randament mai ridicat are dimensiunile și greutatea mai mari și costă mai scump.

Energia electrică ce se transformă în energie termică în înfășurările transformatorului de joasă frecvență, are un cost specific mult mai ridicat decât energia electrică în frecvență industrială. Costul unui watt-oră de energie acustică, obținută la ieșirea amplificatorului crește cu micșorarea puterii lui, așa încât la o putere mică a amplificatorului devine cât de zece ori costul energiei electrice industriale și chiar mai mult.

Deoarece energia de frecvență acustică disipată în înfășurările transformatorului are un cost specific ridicat, la un randament scăzut al transformatorului și la o funcționare îndelungată a instalației, costul energiei pierdute atinge o valoare mare. Deaceia, alegerea mărimii randamentului trebuie să se facă ținând seama de greutate, costul și dimensiunile transformatorului, precum și de costul energiei consumate de el.

În cazul transformatorilor de testare ai instalațiilor care funcționează puțin timp, (de exemplu, transformatorii instalațiilor de control și de măsură), costul energiei consumate în transformatori în tot timpul instalațiilor este scăzut. Nu este deci avantajos să se consume mult cupru și oțel pentru transformatori, deoarece risipa nu se va recupera prin costul energiei de frecvență acustică economisite. Deaceia, în aceste cazuri nu trebuie să se producă transformatori cu un randament ridicat.

În cazurile când cerința principală este greutatea minimă a aparatului, iar cheltuielile de exploatare sunt pe plan secundar, cum este cazul la aparatul special și la cel mobil, trebuie deasemenea să se proiecteze transformatori cu un randament scăzut, ținându-se pe cât posibil să se micșoreze greutatea și dimensiunile aparatului. Totuși, nu trebuie să se micșoreze prea mult randamentul transformatorului, deoarece aceasta poate provoca, în locul micșorării greutății aparatului, o mărire a ei. Micșorarea randamentului transformatorului de ieșire determină mărirea puterii aplicate transformatorului pentru o anumită valoare a puterii din sarcină. În consecință crește puterea redresorului, care alimentează circuitul anodic, și crește greutatea transformatorului redresorului. Uneori micșorarea randamentului transformatorului este posibilă doar prin folosirea unor tuburi mai puternice la etajul final, deoarece altfel nu se poate obține puterea de ieșire necesară. În aceste cazuri, este destigur mai avantajos să se mărească randamentul transformatorului și să se folosească tuburi de putere mai mică.

Transformatorii de testare ai instalațiilor cu funcționare îndelungată trebuie să posede un randament mai ridicat decât transformatorii de aceeași putere, calculați pentru instalații cu o funcționare de scurtă durată. De exemplu, transformatorul de

ieșire din amplificatorii de radioficare, care funcționează câteva mii de ore pe an, trebuie proiectați cu un randament ridicat, deoarece costul energiei de frecvență acustică, economisită prin ridicarea randamentului transformatorului, va recupera rapid costul materialului suplimentar consumat pentru mărirea randamentului.

Se va arăta mai jos că randamentul transformatorilor de intrare și de cuplaj între tuburi, cu sarcină rezistivă, influențează numai factorul de amplificare al etajului, care este direct proporțional cu randamentul. La acești transformatori, deasemenea, nu trebuie să se tindă la obținerea unui randament mare, deoarece aceasta provoacă mărirea consumului de materiale, fără a realiza un câștig substanțial în amplificare.

Determinarea randamentului optim al transformatorului de joasă frecvență trebuie să se execute pe baza considerațiilor expuse mai sus, care se pot aplica integral și la transformatorii de rețea (transformatorii de alimentare) din amplificatori și redresori.

Tabela II.1.

Tipul și puterea transformatorului	Randamentul	
	În instalațiile cu funcționare îndelungată,	În instalațiile cu mică durată de funcționare
Transformatorii de intrare de mică putere și de cuplaj între tuburi, cu puterea până la 1 W	0,6 ÷ 0,75	0,6 ÷ 0,75
Transformatorii de ieșire, cu puterea până la 1 W	0,7 ÷ 0,85	0,7 ÷ 0,8
Transformatorii de ieșire, cu puterea dela 1 W până la 10 W	0,82 ÷ 0,90	0,75 ÷ 0,82
Transformatorii de ieșire, cu puterea dela 10 W până la 100 W	0,90 ÷ 0,94	0,8 ÷ 0,85
Transformatorii de ieșire, cu puterea dela 100 W până la 1 kW	0,93 ÷ 0,96	0,85 sau mai mult, în cazul când condițiile de răcire nu admit un astfel de randament
Transformatorii de ieșire, cu puterea dela 1 kW până la 10 kW	0,95 ÷ 0,98	
Transformatorii de ieșire cu puterea mai mare decât 10 kW	0,97 ÷ și mai mult	

Pentru ușurarea alegerii valorii optime a randamentului, în cazurile când nu sunt cunoscuți toți factorii care influențează determinarea lui, se dau în tabela de mai sus valorile aproximative ale randamentului, pentru transformatorii de diferite puteri cu sarcină rezistivă care funcționează în condiții diferite. Valorile indicate în tabelă sunt juste doar pentru condiții de funcționare și cerințe normale, medii. În condiții speciale, valorile randamentului pot diferi simțitor de cele indicate, deci randamentul trebuie să se determine în funcție de condițiile propuse.

Transformatorii bine calculați trebuie să aibă pierderi minime și prin urmare, randamentul maxim posibil, la consumul respectiv de cupru pentru înfășurări.

Pentru satisfacerea acestei condiții, raportul rezistențelor înfășurărilor trebuie să aibă o anumită valoare. Aceasta depinde de identitatea sau de lipsa de identitate a formet curenților din înfășurarea primară și secundară a transformatorului. Pentru determinarea raportului dintre rezistențele înfășurărilor, pentru care se obține randamentul maxim al transformatorului, se notează prin:

ρ_{Cu} — rezistivitatea cuprului

l_{Cu1} — lungimea spirei medii a înfășurării primare a transformatorului

l_{Cu2} — lungimea spirei medii a înfășurării secundare

q_1 — secțiunea conductorului înfășurării primare

q_2 — secțiunea conductorului înfășurării secundare

v_1 — volumul cuprului întregii înfășurări primare

v_2 — volumul cuprului întregii înfășurări secundare

V — volumul total al cuprului ambelor înfășurări

ΔP — pierderile din puterea produsă de generatorul de semnal, în înfășurările transformatorului.

Se presupune că lungimea spirei medii a ambelor înfășurări este:

$$l_{Cu1} = l_{Cu2} = l_{Cu} \quad (11.32)$$

Rezistența înfășurărilor transformatorului se va determina din expresiile:

$$r_1 = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu1} w_1}{q_1} = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu} w_1}{q_1} \quad (11.33)$$

$$r_2 = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu2} w_2}{q_2} = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu} w_2}{q_2} \quad (11.34)$$

Înmulțind numărătorul și numitorul fracției (II.33) prin $l_{Cu} w_1$, se obține :

$$r_1 = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu}^2 w_1^2}{q_1 l_{Cu} w_1} = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu}^2 w_1^2}{v_1} \quad (II.35)$$

În mod similar, se va găsi pentru înfășurarea secundară :

$$r_2 = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu}^2 w_2^2}{v_2} \quad (II.36)$$

Prin împărțirea rezistenței raportate a înfășurării secundare, cu rezistența înfășurării primare, și notarea acestui raport prin a , va rezulta că raportul rezistențelor este egal cu raportul dintre volumul cuprului înfășurării primare și cel al înfășurării secundare, prin urmare și cu raportul dintre greutatele lor :

$$a = \frac{r_2}{r_1} = \frac{l_2}{n^2 l_1} = \frac{\rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 v_1}{\rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_1^2 n^2 v_1} = \frac{v_1}{v_2} \quad (II.37)$$

în care n este raportul de transformare, egal cu raportul dintre numărul spirelor înfășurării secundare și numărul spirelor înfășurării primare.

Să găsim relația optimă între rezistența raportată a înfășurării secundare și rezistența înfășurării primare, pentru transformatorul care lucrează în clasă A. În acest caz, raportul dintre valoarea eficace a componentei alternative a curentului înfășurării primare I_1 , și valoarea eficace a curentului înfășurării secundare I_2 , este egal cu raportul de transformare :

$$I_1 = n I_2 \quad (II.38)$$

Pierderile de putere ale componentei alternative în înfășurările transformatorului se exprimă prin expresia :

$$\Delta P = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 \quad (II.39)$$

Substituind aici valorile r_1 , r_2 și I_1 , din relațiile (II.35) (II.36) și (II.38) se obține prin transformări simple :

$$\Delta P = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \left(\frac{1}{v_1} + \frac{1}{v_2} \right). \quad (II.40)$$

Înlocuind volumul înfășurării primare, prin volumul total al cuprului, mai puțin volumul înfășurării secundare rezultă :

$$\Delta P = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \left(\frac{1}{V - v_2} + \frac{1}{v_2} \right) = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \frac{V}{V v_2 - v_2^2} \quad (II.41)$$

Pentru determinarea raportului volumelor pentru care randamentul atinge valoarea maximă, se diferențiază numitorul expresiei (II.41) în raport cu v_2 , și se egalează derivața cu zero. De aici rezultă că:

$$\frac{d(Vv_2 - v_2^2)}{dv_2} = V - 2v_2 = 0; \quad v_2 = \frac{V}{2}; \quad v_1 = V - v_2 = \frac{V}{2} \quad (\text{II.42})$$

Prin urmare, randamentul maxim al transformatorului care lucrează în clasă A, se obține în cazul egalității volumelor înfășurărilor primare și secundare, deci în cazul egalității rezistenței raportate a înfășurării secundare cu rezistența înfășurării primare, adică pentru $a=1$, după cum reiese din expresia (II.37):

$$a_m = \frac{r'_2}{r_1} = \frac{v_1}{v_2} = 1 \quad (\text{II.43})$$

Pentru transformatorul ce lucrează în clasă B, la care jumătățile înfășurării primare lucrează succesiv, relația dintre valorile instanțelor ale curenților din înfășurări, ținând seama de cele admise anterior, va fi egală cu dublul raportului de transformare. Deaceia se poate scrie:

$$I_{m1} = 2nI_{m2} \quad (\text{II.44})$$

Valorile eficace ale curentului din înfășurarea primară, în cazul când pe grilele lămpilor s'au aplicat tensiuni sinusoidale se determină din expresia:

$$I_1 = \sqrt{\frac{T}{2} \int_0^{\frac{T}{2}} (2nI_{m2} \sin \omega t)^2 dt} = nI_{m2} = n\sqrt{2} I_2, \quad (\text{II.45})$$

deoarece curentul unei înfășurări primare circulă numai în timpul unei semiperioade, iar curentul înfășurării secundare este sinusoidal (fig. II.13). Substituind valorile eficace ale curenților din primar și secundar în (II.39) și înlocuind rezistențele înfășurărilor, conform cu (II.35) și (II.36), se obține:

$$\Delta P = I_2^2 \rho_{Cu} I_{Cu}^2 w_2^2 \left(\frac{2}{v_1} + \frac{1}{v_2} \right) = I_2^2 \rho_{Cu} I_{Cu}^2 w_2^2 \frac{V + v_2}{Vv_2 - v_2^2}. \quad (\text{II.46})$$

Vom găsi acum volumul înfășurării secundare pentru care pierderile au o valoare minimă:

$$\frac{d \left(\frac{V + v_2}{Vv_2 - v_2^2} \right)}{dv_2} = \frac{v_2^2 + 2Vv_2 - V^2}{(Vv_2 - v_2^2)^2} = 0; \quad v_2 = (\sqrt{2} - 1) V. \quad (\text{II.47})$$

De aci rezultă volumul înfășurării primare :

$$v_1 = V - v_2 = (2 - \sqrt{2}) V \quad (\text{II.48})$$

și raportul optim al rezistenței raportate a înfășurării secundare față de rezistența înfășurării primare :

$$a_m = \frac{r'_2}{r_1} = \frac{(2 - \sqrt{2}) V}{(\sqrt{2} - 1) V} = \sqrt{2} \quad (\text{II.49})$$

Din expresia obținută rezultă că pentru utilizarea optimă a cuprului la transformatorii care lucrează în clasă B, rezistența raportată a înfășurării secundare trebuie să fie de $\sqrt{2}$ ori mai mare decât rezistența înfășurării primare. Astfel, volumul cuprului din înfășurarea primară va fi de $\sqrt{2}$ ori mai mare decât volumul cuprului din înfășurarea secundară.

Să deducem acum formulele pentru determinarea rezistenței înfășurărilor, în cazurile cele mai frecvente.

Vom examina următoarele cazuri :

1. Transformatorul cu o înfășurare secundară nesectionată.

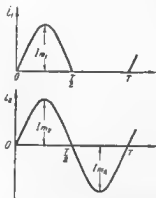


Fig. II.13. Curenții în înfășurarea primară și secundară a transformatorului care lucrează în clasă B.

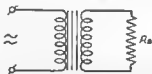


Fig. II.14. Transformatorul cu o singură înfășurare secundară, nesectionată.

2. Transformatorul cu mai multe înfășurări secundare ; aici pot exista două variante : a) fiecare înfășurare este calculată pentru puterea întreagă a transformatorului (lucrează doar una din înfășurările secundare) ; b) fiecare înfășurare este calculată pentru o parte a puterii de ieșire (toate înfășurările secundare funcționează simultan, debitând împreună puterea totală).

3. Transformatorul cu înfășurarea secundară sectionată (prevăzută cu prize).

1. Transformatorul cu o singură înfășurare secundară, nesectionată.

Randamentul transformatorului (η) este raportul dintre puterea debitată de el P_2 , pe sarcină, și puterea P , absorbită de la sursă

$$\eta = \frac{P_2}{P}. \quad (II.50)$$

Puterea cedată de sursa de semnal va fi:

$$P = \frac{P_2}{\eta}. \quad (II.51)$$

Dacă transformatorul funcționează în clasă A, atunci ambele lămpuri funcționează pe toată durata perioadelor, iar din schema echivalentă pentru frecvențele medii (II.6) reiese că:

$$P_2 = I_1^2 R'_2; \quad P = I_1^2 (R'_2 + r'_2 + r_1) = U_1 I_1. \quad (II.52)$$

Raportul dintre P și P_2 , va fi:

$$\frac{P}{P_2} = \frac{1}{\eta} = \frac{R'_2 + r'_2 + r_1}{R'_2} = 1 + \frac{r'_2 + r_1}{R'_2}. \quad (II.53)$$

Deoarece în clasă A, r'_2 trebuie să fie egal cu r_1 , înlocuind r'_2 prin r_1 în expresia obținută, și determinând de aici r_1 se obține:

$$r_1 = r'_2 = R'_2 \frac{1 - \eta}{2\eta}. \quad (II.54)$$

Notând prin R_a rezistența totală cu care este încărcată sursa, se va găsi:

$$R_a = R'_2 + r'_2 + r_1; \quad \frac{1}{\eta} = \frac{R_a}{R'_2}; \quad R'_2 = \eta R_a. \quad (II.55)$$

Substituind valoarea obținută R'_2 în (II.54), vom obține o formulă comodă pentru determinarea rezistenței înfășurării primare a transformatorului cu sarcină rezistivă, ce lucrează în clasă A.

$$r_1 = R_a \frac{1 - \eta}{2}. \quad (II.56)$$

Pentru determinarea rezistenței înfășurării secundare, să împărțim partea a doua și a treia a expresiei (II.54), prin n^2 :

$$\frac{r'_2}{n^2} = \frac{R'_2}{n^2} \cdot \frac{1 - \eta}{2\eta}. \quad (II.57)$$

Deoarece:

$$\frac{r'_2}{n^2} = r_2; \quad \frac{R'_2}{n^2} = R_2, \quad (II.58)$$

Formula pentru determinarea rezistenței înfășurării secundare a transformatorului cu sarcină rezistivă, care lucrează în clasă A , va lua forma:

$$r_2 = R_2 \frac{1-\eta}{2\eta}. \quad (\text{II.59})$$

La funcționarea în clasă B , jumătățile înfășurării primare ale transformatorului lucrează succesiv, deci în orice moment lucrează numai o singură jumătate a înfășurării primare. Dacă rezistența întregii înfășurări primare se notează cu r_1 rezistența jumătății în funcțiune raportată la capetele întregii înfășurări, fiind de patru ori mai mare decât rezistența jumătății, se va nota cu $2r_1$. Deaceia, pentru clasa B , expresia (II.53) se va transcrie sub forma:

$$\frac{P}{P_1} = \frac{1}{\eta} = \frac{R'_2 + r'_2 + 2r_1}{R'_2} = 1 + \frac{r'_2 + 2r_1}{R'_2}. \quad (\text{II.60})$$

Substituind valoarea r'_2 egală pentru clasa B cu $1,414 r_1$, în formula obținută și determinând de aici pe r_1 , vom obține expresia pentru determinarea rezistenței înfășurării primare a transformatorului cu sarcină rezistivă, care lucrează în clasă B

$$r_1 = 0,293 R'_2 \frac{1-\eta}{\eta} = 0,293 R_a (1-\eta). \quad (\text{II.61})$$

Rezistența înfășurării secundare poate fi calculată în acest caz din expresia:

$$r'_2 = 1,414 r_1 = 0,414 R'_2 \frac{1-\eta}{\eta}; \quad r_2 = 0,414 R_2 \frac{1-\eta}{\eta}. \quad (\text{II.62})$$

2. Transformatorul cu mai multe înfășurări secundare (fig. II.15).

a) Fiecare înfășurare secundară este calculată pentru puterea totală.

Dacă se preia dela o singură înfășurare secundară puterea totală, toate celelalte înfășurări secundare trebuie să fie neîncărcate. Eliminând înfășurările neîncărcate, vom obține transformatorul obișnuit, pentru care sunt juste formulele deduse mai sus, și anume:

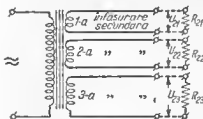


Fig. II.15. Transformatorul cu mai multe înfășurări secundare.

Pentru clasa A :

$$r_1 = R_a \frac{1-\eta}{2}; \quad (\text{II.63})$$

$$r_{21} = R_{21} \frac{1-\eta}{2\eta}; \quad (\text{II.64})$$

$$r_{22} = R_{22} \frac{1-\eta}{2\eta}; \quad (\text{II.65})$$

iar pentru clasa B, :

$$r_1 = 0,293 R_a (1-\eta); \quad (\text{II.66})$$

$$r_{21} = 0,414 R_{21} \frac{1-\eta}{\eta}; \quad (\text{II.67})$$

$$r_{22} = 0,414 R_{22} \frac{1-\eta}{\eta}; \quad (\text{II.68})$$

în care R_{21} , R_{22} , etc. sunt rezistențele sarcinii pentru prima, a doua, etc. înfășurare secundară.

r_{21} , r_{22} , etc., sunt rezistențele pentru prima, a doua, etc. înfășurare secundară.

Este necesar să se noteze că această variantă a transformatorului este foarte puțin avantajoasă, din punct de vedere economic, și că trebuie să se evite folosirea ei în practică. Caracterul ei neeconomic se explică prin faptul că mărește consumul de cupru pentru secundar de atâtea ori, câte înfășurări separate există. Aceasta, deoarece fiecare din ele se calculează pentru puterea totală și deci reprezintă o înfășurare secundară de sine stătătoare. În afară de aceasta, pentru amplasarea tuturor înfășurărilor secundare pe miez trebuie să se mărească mult dimensiunile lui. Prin aceasta transformatorul ajunge mult mai scump și mai mare decât cel obișnuit, care are o singură înfășurare secundară. După cum se arată mai jos, în cazul când sunt necesare mai multe tensiuni de ieșire diferite, la aceeași putere, este mult mai avantajoasă schema cu o singură înfășurare secundară, cu prize intermediare.

b) Înfășurarea secundară este calculată pentru o parte din puterea de ieșire totală.

Dacă diferitele înfășurări secundare sunt calculate pentru o parte din puterea totală, celelalte condiții fiind egale, fiecare rezistență de sarcină (R_{21} , R_{22} , din fig. II.15) se mărește de atâtea ori, de câte ori puterea cedată de înfășurarea respectivă este mai mică decât puterea totală. Pentru menținerea randamentului transformatorului, rezistența înfășurării înșăși trebuie să se mărească de același număr de ori. Deaceia, expresiile care deter-

mină rezistența fiecărei înfășurări secundare rămân aceleași ca în cazul precedent [formulele (II.64), (II.65), (II.67) și (II.68)]. Rezistența înfășurării primare rămâne în acest caz același, adică se va determina prin expresiile (II.63) și (II.66).

3. Transformatorul cu înfășurarea secundară cu prize.

Dacă de la transformator trebuie să se ia puterea totală, sub tensiuni diferite, este indicat să se facă o singură înfășurare secundară, constituită din mai multe secții, legate în serie (fig. II.16). În acest caz, rezistența întregii înfășurări poate fi calculată din expresiile obținute anterior. Rezistențele secțiilor adiționale (2, 3 din fig. II.16) se calculează ca fiind diferența dintre rezistențele secțiilor învecinate, conectate la sarcină. Ca rezultat se obțin următoarele expresii, pentru determinarea rezistenței înfășurărilor și diferitelor secții, pentru transformatorii a căror înfășurare primară lucrează în clasă A:

$$r_1 = R_a \frac{1-n}{2} ; \quad (\text{II.69})$$

$$r_{21} = R_{21} \frac{1-n}{2\eta} ; \quad (\text{II.70})$$

$$r_{22} = R_{22} \frac{1-n}{2\eta} ; \quad (\text{II.71})$$

$$\rho_1 = r_{21} - 0 = R_{21} \frac{1-n}{2\eta} ; \quad (\text{II.72})$$

$$\rho_2 = r_{22} - r_{21} = (R_{22} - R_{21}) \frac{1-n}{2\eta} . \quad (\text{II.73})$$

$$\rho_3 = r_{23} - r_{22} = (R_{23} - R_{22}) \frac{1-n}{2\eta} \text{ etc.} \quad (\text{II.74})$$

În care ρ_1 , ρ_2 , ρ_3 sunt rezistențele secțiilor 1, 2, 3 ale înfășurării secundare.

Dacă secțiile înfășurării secundare sunt calculate pentru o parte din puterea totală de ieșire, rezistența înfășurării primare se determină din expresia (II.69), iar rezistențele înfășurărilor secundare și ale secțiilor se calculează din expresiile (II.70)–(II.74)



Fig. II.16. Transformatorul cu înfășurare secundară prevăzută cu prize.

substituind în ele valorile corespunzătoare pentru R_{21} , R_{22} , etc.

În cazul funcționării înfășurării primare în clasă B, nu este

greu să se obțină formulele pentru determinarea rezistenței înfășurărilor și secțiilor din expresiile (II.66)–(II.68).

Iată un exemplu din care rezultă că înfășurarea secundară cu prize intermediare este mult mai economică decât înfășurările secundare separate.

Se consideră că de la un transformator cu o putere de ieșire $P_2 = 10$ W, care lucrează în clasă A, trebuie să se obțină trei tensiuni de ieșire: $U_{21} = 10$, $U_{22} = 14$, $U_{23} = 20$ V; totodată puterea totală trebuie să fie cedată, la oricare din aceste tensiuni. Se cunosc următoarele valori:

$$\eta = 0,9; n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = 10; R_a = 1110 \, \Omega.$$

Să calculăm rezistențele înfășurărilor, presupunând că transformatorul are trei înfășurări secundare independente.

Rezistențele de sarcină ale înfășurărilor secundare separate sunt:

$$R_{21} = \frac{U_{21}^2}{P_2} = \frac{10^2}{10} = 10 \, \Omega;$$

$$R_{22} = \frac{U_{22}^2}{P_2} = \frac{14^2}{10} = 19,6 \, \Omega;$$

$$R_{23} = \frac{U_{23}^2}{P_2} = \frac{20^2}{10} = 40 \, \Omega.$$

Rezistențele înfășurării primare și a celor secundare se calculează din expresiile (II.63), (II.64), etc.

Rezistența înfășurării primare este:

$$r_1 = R_a \frac{1 - \eta}{2} = 1110 \frac{1 - 0,9}{2} = 55,5 \, \Omega.$$

Rezistența înfășurării de 10 V va fi:

$$r_{21} = R_{21} \frac{1 - \eta}{2\eta} = 10 \frac{1 - 0,9}{2 \cdot 0,9} = 0,555 \, \Omega.$$

Rezistența înfășurării de 14 V este:

$$r_{22} = R_{22} \frac{1 - \eta}{2\eta} = 19,6 \frac{1 - 0,9}{2 \cdot 0,9} = 1,09 \, \Omega.$$

Rezistența înfășurării de 20 V este:

$$r_{23} = R_{23} \frac{1 - \eta}{2\eta} = 40 \frac{1 - 0,9}{2 \cdot 0,9} = 2,22 \, \Omega.$$

Prin urmare pe miez trebuie să fie amplasate patru înfășu-

rări cu rezistențele 55,5; 0,555; 1,09; 2,22 Ω . Pentru fiecare din înfășurări va fi necesară o cantitate aproximativ egală de cupru, deoarece fiecare înfășurare este calculată pentru puterea totală.

În cazul celei de a doua variante (o singură înfășurare secundară cu prize intermediare), înfășurarea primară va rămâne același, iar înfășurarea secundară va avea trei secții: de 10 V, suplimentară de 4 V și suplimentară de 6 V. Rezistențele lor, conform cu (II.72), (II.73), (II.74), vor fi:

$$\rho_1 = r_{21} = 0,555 \Omega;$$

$$\rho_2 = r_{22} - r_{21} = 1,09 - 0,555 = 0,535 \Omega;$$

$$\rho = r_{23} - r_{22} = 2,22 - 1,09 = 1,13 \Omega.$$

Calculul dovedește că în acest caz consumul total de cupru pentru înfășurarea secundară va fi de 2,2 ori mai mic decât în cazul primei variante (în cazul înfășurărilor secundare separate). Rezultă că în cazul înfășurării secundare cu prize, dimensiunile, greutatea și costul întregului transformator vor fi mult mai reduse.

În concluzie, este necesar să se menționeze că execuția transformatorilor cu mai multe înfășurări secundare separate, cum și cu înfășurarea secundară prevăzută cu prize este complicată, deoarece pentru obținerea unei bune caracteristici de frecvență pentru toate secțiile, este necesar să existe în toate punctele înfășurării o inductanță de scăpări redusă. Pentru aceasta este necesar să se recurgă la măsurători speciale, despre care se va vorbi în paragraful XV.7. Aceste măsurători nu se pot executa totdeauna în modul cel mai simplu.

§ II.6. Determinarea raportului de transformare

Valoarea raportului de transformare a transformatorului care debitează pe o rezistență, se alege în funcție de condițiile cerute transformatorului.

În practică se întâlnesc de obicei două feluri de condiții care determină raportul de transformare necesar transformatorului de ieșire, și anume:

1) Raportul de transformare trebuie să fie astfel, încât rezistența de sarcină, raportată la capetele înfășurării primare a transformatorului, să fie egală cu rezistența de sarcină optimă, pentru tubul etajului final.

Rezistența de sarcină optimă, pentru care tubul etajului final poate să debiteze puterea maximă, este funcție de schema etaj-

jului, de tipul tubului și de regimul lui de funcționare. Această rezistență de sarcină se indică de obicei în catalogul tuburilor. Dacă rezistența de sarcină optimă nu este indicată în catalog, sau dacă tubul funcționează în regim diferit de cel indicat, rezistența poate fi cu ușurință determinată din calculul grafic al regimului etajului final, expus în cursurile de amplificatori de joasă frecvență.

Raportul dintre rezistența de sarcină raportată și rezistența interioară a tubului etajului se numește coeficient de sarcină anodică și se notează prin α . Valoarea optimă pentru α , la care etajul final poate să debiteze puterea maximă sau poate să fie folosit în mod optim, depinde de tipul tubului și de regimul lui de funcționare. Ea este de obicei cuprinsă între 0,1—4.

Din această condiție, adică din rezistența de sarcină R_a raportată, propusă, sau din valoarea coeficientului de sarcină anodică α propus, se determină raportul de transformare al transformatorului de ieșire care debitează pe difuzor, rețeaua de retransmisie, sau orice altă sarcină, care nu necesită adaptarea la impedanța de ieșire a transformatorului.

Din aceeași condiție se determină și raportul de transformare al transformatorilor de înțirire din amplificatorii care lucrează alimentați de la o sursă, care necesită ca impedanța de intrare a transformatorului (impedanța înțirii capetele înfășurării lui primare) să fie egală cu impedanța interioară a sursei. Un astfel de exemplu sunt transformatorii de înțirire ai amplificatorilor care sunt conectați la ieșirea filtrelor electrice sau a liniei.

2) Raportul de transformare trebuie să fie astfel, încât impedanța de ieșire a transformatorului, (adică impedanța între capetele înfășurării lui secundare) să fie egală cu impedanța de sarcină.

Potrivit acestei condiții se determină raportul de transformare al transformatorilor de ieșire din amplificatorii care debitează pe o sarcină ce necesită egalitatea între rezistența internă a sursei și rezistența sarcinii. Drept exemplu pot fi citați amplificatorii care debitează pe filtre electrice, linii de telecomunicații și orice altă sarcină care necesită ca impedanța de ieșire a transformatorului să fie egală cu impedanța ei de intrare.

1. *Determinarea raportului de transformare, în funcție de coeficientul de sarcină anodică α , de rezistența de sarcină R_a raportată sau de rezistența de intrare R_{int} .*

Din schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvențe medii, (fig. II.6) rezultă că rezistența de intrare a transformatorului în banda frecvențelor medii R_{int} ,

(adică rezistența măsurată spre dreapta punctelor cu tensiunea U_1), este egală cu rezistența R_a , care încarcă sursa semnalului.

Deaceia :

$$R_{int} = R_a = r_1 + r'_2 + R'_2 = \frac{(r_1 + r'_2 + R'_2) R'_2}{R'_2} = \frac{R'_2}{\eta} = \frac{R_2}{n^2 \eta}, \quad (II.75)$$

de aici :

$$n^2 = \frac{R_2}{\eta R_a}; \quad n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_{int}}}. \quad (II.76)$$

Notând prin α raportul dintre rezistența care încarcă sursa, semnalului, și rezistența sursei însăși, se obține formula (II.76) puțin modificată :

$$\alpha = \frac{R_a}{R} = \frac{R'_2}{\eta R} = \frac{R_2}{n^2 \eta R}; \quad n = \sqrt{\frac{R_2}{\alpha \eta R}}. \quad (II.77)$$

Expresiile (II.76) și (II.77) permit determinarea raportului de transformare al transformatorului care debitează pe o sarcină rezistivă, în cazul când se cunosc R_a , R_{int} sau α .

În cazul unei înfășurări secundare secționale, la un transformator de ieșire, raportul de transformare al fiecărei secții a înfășurării secundare (în cazul când fiecare secție este calculată pentru puterea de ieșire totală) se determină după expresii similare cu (II.76) și (II.77), cu singura deosebire că în locul rezistenței de sarcină R_2 , apare rezistența de sarcină a secției respective R_{21} , R_{22} , etc, care se calculează ușor dacă se cunosc tensiunea și puterea, după formulele :

$$n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_{int}}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\alpha \eta R}}; \quad (II.78)$$

$$n_2 = \frac{w_{22}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{22}}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{R_{22}}{\eta R_{int}}} = \sqrt{\frac{R_{22}}{\alpha \eta R}} \text{ etc.} \quad (II.79)$$

Aici, prin n_1 și n_2 se notează raportul de transformare corespunzător primei și celei de a doua secții a înfășurării secundare, iar prin w_{21} și w_{22} numărul spirilor acestor secții.

Dacă secția înfășurării secundare nu se calculează la puterea de ieșire totală P_2 , ci la puterea P_{21} care este numai o parte din puterea totală, raportul de transformare pentru secția respectivă a înfășurării secundare se determină din expresia :

$$n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_a} \cdot \frac{P_{21}}{P_2}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_{int}} \cdot \frac{P_{21}}{P_2}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\alpha \eta R} \cdot \frac{P_{21}}{P_2}}. \quad (II.80)$$

2. *Determinarea raportului de transformare, în funcție de rezistența de ieșire, R_{es} .*

Pentru determinarea raportului de transformare, pentru care rezistența de ieșire a transformatorului va avea o anumită valoare, se folosește schema echivalentă din fig. II.6, din care se poate vedea că rezistența de ieșire a transformatorului se determină prin expresia :

$$R_{es} = (R + r_1 + r'_2) n^2. \quad (\text{II.81})$$

Substituind aici valorile rezistențelor r_1 și r'_2 din (II.54), se va obține :

$$R_{es} = Rn^2 + \frac{1-\eta}{\eta} R_2. \quad (\text{II.82})$$

Explicitând raportul de transformare va rezulta :

$$n = \sqrt{\frac{(R_{es} + R_2) \eta - R_2}{\eta R}}. \quad (\text{II.83})$$

În cazul când rezistența de ieșire a transformatorului trebuie să fie egală cu rezistența sarcinii (adică $R_{es} = R_2$), cum se întâmplă în majoritatea cazurilor, expresia (II.83) se simplifică căpătând forma :

$$n = \sqrt{\frac{(2\eta - 1) R_2}{\eta R}}. \quad (\text{II.84})$$

La determinarea raportului de transformare, în funcție de rezistența de ieșire propusă, valoarea rezistenței care încarcă sursa, și prin urmare și valoarea coeficientului α nu se pot alege arbitrar. Pornind de exemplu, dela regimul de funcționare optim al tuburilor etajului final al amplificatorului, valoarea rezistenței $R_a = R_{ind}$ este riguros determinată și poate fi calculată după formula :

$$R_a = \frac{R_2}{\eta} = \frac{R_2}{n^2 \eta} = \frac{R_2 \eta R}{[(R_{es} + R_2) \eta - R_2] \eta} = \frac{R}{\left(1 + \frac{R_{es}}{R_2}\right) \eta - 1}. \quad (\text{II.85})$$

Totodată, coeficientul α se determină prin expresia :

$$\alpha = \frac{R_a}{R} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{es}}{R_2}\right) \eta - 1}. \quad (\text{II.86})$$

Dacă $R_{es} = R_2$, expresiile pentru R_a și α se simplifică :

$$R_a = \frac{R}{2\eta - 1}; \quad \alpha = \frac{R_a}{R} = \frac{1}{2\eta - 1}. \quad (\text{II.87})$$

Regimul de funcționare al lămpii (sau al lămpilor) etajului final de amplificare, trebuie să se calculeze în acest caz plecând de la rezistența de sarcină a etajului R_a , sau de la coeficientul α , ale căror valori se pot determina după formulele (II.85), (II.86), (II.87).

§ II. 7. Factorul de amplificare

Pentru calculul factorului total de amplificare al amplificatorului care conține transformatori cu sarcină rezistivă, este necesar să se stabilească formule pentru determinarea coeficientului de transfer al tensiunii transformatorului de intrare cu sarcină rezistivă și a factorului de amplificare al etajului care posedă transformatori cu sarcină rezistivă (de exemplu etajul de preamplificare, sau etajul final). Raportul dintre tensiunea pe sarcină (pentru frecvențele medii) și *f. e. m.* a sursei, care este egal cu coeficientul de transfer al tensiunii k_0 , se poate determina din schema echivalentă din fig. II.6, de unde se deduce;

$$\begin{aligned} k_0 &= \frac{U_{20}}{U} = \frac{nU_{20}^*}{U} = \frac{nU_{20}^*}{U_1} \cdot \frac{U_1}{U} = \\ &= n \frac{R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} \cdot \frac{r_1 + r'_2 + R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2}. \end{aligned} \quad (\text{II.88})$$

Înlocuind în expresia obișnuită pe R_a și randamentul η conform cu (II.55), se obține;

$$k_0 = n \frac{R'_2}{R_a} \cdot \frac{R_a}{R + R_a} = n \eta \frac{\alpha}{1 + \alpha}. \quad (\text{II.89})$$

Exprimând k_0 prin randament, rezistența sursei și rezistența de sarcină, rezultă:

$$k_0 = n \frac{R'_2}{R + r'_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{n}{\frac{R}{R'_2} + \frac{1}{\eta}} = \frac{n}{\frac{n^2 R}{R_2} + \frac{1}{\eta}}. \quad (\text{II.90})$$

Expresiile (II.89) și (II.90) reprezintă formulele de calcul necesare pentru determinarea coeficientului de transfer al tensiunii transformatorului cu sarcină rezistivă.

Dacă transformatorul lucrează în etajul de preamplificare, sau în etajul final, *f. e. m.* a sursei este egală cu μU_g , iar factorul de amplificare K_0 , al etajului cu transformator cu sarcină rezistivă, se determină din expresiile:

$$K_0 = \mu n \eta \frac{\alpha}{1 + \alpha} = \mu n \eta \frac{R_a}{R + R_a} = \frac{\mu n}{\frac{n^2 R}{R_2} + \frac{1}{\eta}}, \quad (\text{II.91})$$

în care μ este factorul static de amplificare al tubului (sau al tuburilor) etajului.

După cum rezultă din expresiile obținute, coeficientul de transfer depinde de raportul de transformare și de raportul dintre rezistența de sarcină și rezistența sursei semnalului.

Este ușor de demonstrat că la o mărime oarecare a rezistenței de sarcină și a rezistenței sursei, coeficientul optim de transfer se obține pentru un raport de transformare care să corespundă egalității rezistenței de intrare a transformatorului și rezistenței interne a sursei, adică la $\alpha = 1$. Pentru a demonstra aceasta se substituie în (II.89), valoarea raportului de transformare din (II.77):

$$k_0 = n \eta \frac{\alpha}{1 + \alpha} = \eta \sqrt{\frac{R_2}{\alpha \eta R}} \cdot \frac{\alpha}{1 + \alpha} = \sqrt{\frac{\eta R_2}{R}} \cdot \frac{\sqrt{\alpha}}{1 + \alpha} \quad (\text{II.92})$$

Deci coeficientul de transfer este maxim, când membrul din dreapta al ultimei formule are valoarea maximă. Pentru determinarea maximumului se diferențiază acest membru în raport cu α , și prin egalarea derivatei cu zero, se va găsi valoarea α , pentru care k_0 este maxim:

$$\frac{d \left[\frac{\sqrt{\alpha}}{1 + \alpha} \right]}{d \alpha} = 0; \quad \frac{1 + \alpha}{2 \sqrt{\alpha}} - \sqrt{\alpha} = 0; \quad \alpha = 1. \quad (\text{II.93})$$

Valoarea maximă pentru k_0 se determină ușor, substituind în (II.89) valoarea $\alpha = 1$

$$k_{0_{max}} = \frac{1}{2} n \eta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\eta R_2}{R}}. \quad (\text{II.94})$$

Deaceia, la valoarea respectivă a rezistenței de sarcină, pentru obținerea coeficientului maxim de transfer este necesar să se satisfacă condiția $\alpha = 1$, adică să se determine raportul de transformare din ecuația (II.77), pentru $\alpha = 1$:

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R}}. \quad (\text{II.95})$$

La acest raport de transformare, rezistența de intrare a transformatorului este egală cu rezistența sursei, ceea ce este necesar în cazul funcționării unui transformator conectat la o linie sau un atenuator cu rezistență de intrare constantă, și este de dorit în cazul funcționării cu un microfon.

Calculul amplificatorului de joasă frecvență se începe de obicei cu etajul final și se termină cu calculul circuitului de în-

trare. Totodată, pentru obținerea amplificării impuse de prescripțiile tehnice, coeficientul de transfer al transformatorului de intrare trebuie să fie bine determinat. În acest caz, trebuie să se verifice mai întâi dacă transformatorul de intrare poate da pentru k_0 o valoare care să satisfacă și condițiile (II.1). Pentru verificare, se calculează valoarea maximă a rezistenței în derivație, după expresia:

$$R_{2max} = \frac{1}{3 \omega_s C} \quad (II.96)$$

După aceasta, din (II.94) se determină valoarea maximă posibilă pentru k_0 , care se obține în funcție de R_{2max} . Dacă valoarea găsită pentru k_0 este insuficientă pentru a asigura amplificarea propusă, este necesar să se mai adauge încă un etaj de amplificare. Dacă valoarea găsită este egală cu cea necesară, sau diferă puțin, atunci în înfășurarea secundară se introduce rezistența R_{2max} , obținută din (II.96), iar raportul de transformare se determină din expresia (II.95), substituind în ea valoarea R_{2max} . În cazul când coeficientul de transfer calculat prin metoda indicată rezultă mai mare decât cel necesar, raportul de transformare și rezistența derivatei se determină din expresiile:

$$n = \frac{2k_0}{\eta} \quad (II.97)$$

$$R_2 = n^2 \eta R \quad (II.98)$$

În expresiile indicate obținute din (II.94) și (II.95), coeficientul de transfer necesar transformatorului de intrare este notat prin k_0 iar prin R rezistența sursei. Pentru η se ia $0,6 \div 0,8$.

§ II. 8. Constanta de timp a transformatorului și puterea lui critică

Valoarea minimă admisibilă a inductanței înfășurării primare a transformatorului cu sarcină rezistivă, după cum s'a indicat, este determinată de distorsiunile de frecvență propuse pentru frecvența de lucru inferioară. Cantitatea materialelor utilizate pentru construirea transformatorului (conductorii înfășurării și materialul magnetic), deci și dimensiunile transformatorului, nu sunt însă determinate de inductanța înfășurărilor, ci și de raportul dintre inductanță și rezistența înfășurării. Acest raport are dimensiunea unui timp și se numește constanta de timp a transformatorului:

$$\tau_{(s)} = \frac{L_{(H)}}{r_{(s)}}. \quad (II.99)$$

Pentru dimensiunile date miezului și volumului conductorului înfășurării, constanta de timp este independentă de numărul de spire, deoarece la un volum constant al conductorului înfășurării, atât inductanța cât și rezistența cresc proporțional cu pătratul numărului de spire.

În paragraful XI.7, se precizează că se poate determina constanta de timp a transformatorului în funcție de dimensiunile lui geometrice și de proprietățile materialelor înfășurării și miezului. Aceasta permite să se rezolve problema inversă: să se găsească dimensiunile geometrice ale transformatorului, necesare obținerii caracteristicilor electrice propuse. Să studiem mai amănunțit factorii care determină dimensiunile transformatorului cu sarcină rezistivă.

Pentru determinarea constantei de timp necesare a înfășurării primare a transformatorului care lucrează în clasă A, se exprimă rezistența ei în funcție de randament, folosind pentru aceasta formulele (II.56) și (II.77)

$$r_1 = R_a \frac{1-\eta}{2} = \alpha R \frac{1-\eta}{2}. \quad (II.100)$$

Substituind în (II.99) valorile lui L_1 și r_1 , din (II.88) și (II.100) rezultă:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{2}{(1+\alpha)(1-\eta)\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}}. \quad (II.101)$$

Expresia obținută dovedește că, în ceea ce privește constanta de timp a înfășurării primare a transformatorului, și prin urmare dimensiunile lui și costul acestuia, cresc proporțional cu scăderea frecvenței de lucru inferioare. Mărirea randamentului provoacă de asemenea creșterea dimensiunilor transformatorului. Creșterea lui α determină micșorarea dimensiunilor transformatorului, deoarece în cazurile când este posibil (de exemplu pentru transformatorul de ieșire al etajului final cu triode, care lucrează în clasă A) valoarea lui α trebuie să se facă de cel puțin 3 ÷ 4, ceea ce în afară de micșorarea dimensiunilor transformatorului de ieșire cauzează și reducerea distorsiunilor neliniare provocate de tub, după cum se demonstrează în cursurile de amplificatori de joasă frecvență.

Este necesar să se noteze o circumstanță de care trebuie să se țină seama la proiectarea amplificatorilor cu distorsiuni neliniare foarte mici: folosirea tuburilor ecranate în etajul final de

amplificare, precum și funcționarea în clasă *B* sau funcționarea cu curenți de grilă, nu numai că măresc distorsiunile nelineare, produse de lămpi, ci măresc deasemenea distorsiunile nelineare, produse de transformatorul de ieșire. În cazul funcționării în clasă *B*, sau cu curenți de grilă, valoarea lui α rezultă scăzută, de obicei mai mică decât unitatea; prin urmare, constanta de timp (necesară pentru obținerea caracteristicii de frecvență respective), va fi mai mare, ceea ce reiese din (II.101). După cum se arată mai jos, dimensiunile transformatorului de ieșire de mare putere sunt determinate de inducția limită admisibilă în miez și depășesc dimensiunile necesare, pentru a obține o bună caracteristică de frecvență. În cazul acestor dimensiuni geometrice mărite, distorsiunile de frecvență vor fi cu atât mai mici, cu cât este mai mare α , după cum se vede din (II.101). La analiza distorsiunilor nelineare, produse de transformatori, se va arăta că pentru valori date ale dimensiunilor miezului magnetic și inducției, celelalte condiții fiind egale, distorsiunile nelineare cresc proporțional cu distorsiunile de frecvență. Deaceia, transformatorul cu aceleași dimensiuni va produce distorsiuni nelineare mai mari, când etajul final funcționează într-o clasă cu α mic, decât când etajul final folosește triode în clasă *A*, cu valori mari pentru α .

În expresia (II.101) este caracteristic faptul independenței constantei de timp și prin urmare a dimensiunilor transformatorului de rezistența internă a sursei, și de puterea pentru care este calculat transformatorul. Prin urmare, transformatorii de ieșire cu puterea de 1 și de 100 mW cu proprietăți electrice identice, trebuie să aibă aceleași dimensiuni.

Această concluzie perfect justă pentru exemplul indicat nu se extinde asupra transformatorilor de orice putere. Chestiunea constă în aceea că trebuie să avem în vedere că la deducerea expresiei (II.101) nu s'a luat în considerație un fapt foarte important și anume că prin mărirea puterii aplicate transformatorului crește inducția în miezul lui.

Creșterea inducției determină creșterea distorsiunilor nelineare, produse de transformatori. La o inducție mai mare, ele încep să înrăutățească în mod vizibil calitatea reproducerii. Din această cauză valoarea maximă a inducției, la tensiunea maximă aplicată transformatorului și la frecvența inferioară, nu trebuie să depășească o anumită valoare. Această valoare depinde atât de distorsiunile nelineare admisibile, cât și de puterea transformatorului. În capitolul X se va da metoda de calcul a distorsiunilor nelineare, provocate de transformatori. Aici este suficient să se indice că valoarea inducției maxime, la frecvența

inferioară de lucru, se admite de ordinul a $3000 \div 4000$ gauși pentru puteri mici și distorsiuni nelineare admisibile mici, de aproximativ $5000 \div 7000$ gauși, la transformatorii de ieșire obișnuiți, de mică putere; de aproximativ $7000 \div 9000$ gauși la transformatorii de medie putere (câteva zeci sau sute de wați) și $10000 \div 12000$ gauși la transformatorii de ieșire sau de modulație (cu o putere de ordinul kilovaților sau zecilor de kilowați).

Deoarece inducția în miezul transformatorului depinde de puterea ce i se aplică, transformatorii cu aceleași proprietăți electrice (caracteristică de frecvență de randament), dar de puteri diferite, vor avea dimensiuni identice, dar inducția în miez va fi cu atât mai mare, cu cât este mai mare puterea transformatorului.

Pentru o anumită valoare a puterii, (denumită critică), inducția în miez va atinge valoarea limită admisibilă, din punct de vedere al distorsiunilor nelineare. La creșterea mai departe a puterii, inducția din miez va depăși inducția maximă admisibilă. Valoarea inducției respective și frecvența de lucru inferioară determină puterea transformatorului.

Pentru a determina legătura dintre inducția în miez și puterea transformatorului vom folosi formula (II.20). Presupunând că tensiunea aplicată U_{m1} este egală cu f. e. m. indusă în primar E_{m1} , adică neglijând căderea de tensiune în înfășurarea primară, obținem o expresie suficient de precisă, care determină amplitudinea componentei alternative a inducției în miezul transformatorului B_{m1} la frecvența de lucru inferioară:

$$B_{m1} = \frac{E_{m1} 10^8}{\omega_i q_c w_1} \approx \frac{U_{m1} 10^8}{\omega_i q_c w_1} \quad (\text{II.102})$$

Deoarece puterea aplicată transformatorului este egală cu pătratul amplitudinei tensiunii împărțită prin dublul rezistenței de intrare a transformatorului, se determină din această relație amplitudinea tensiunii, și substituind rezultatul în formula (II.102), rezultă:

$$B_{m1} = \frac{10^8 \sqrt{2R_a P}}{\omega_i q_c w_1}, \quad (\text{II.103})$$

în care P este puterea aplicată transformatorului.

Rezistența înfășurării primare poate fi calculată din expresia:

$$r_1 = \rho_{Cu} = \frac{l_{Cu1} w_1^2}{q_{Cu1}} \quad (\text{II.104})$$

în care ρ_{Cu} — rezistența specifică a cuprului conductorului, egală cu $1,75 \cdot 10^{-6}$

l_{Cu1} — lungimea spirei medii a înfășurării primare, în cm.

q_{Cu1} — secțiunea totală de cupru a înfășurării primare, în cm^2 .

Substituind în formula (II.103) pe R_a dedus din relația (II.56) și pe r_1 din relația (II.104), se obține pentru transformatorii ce lucrează în clasă A, :

$$B_{mi} = \frac{2,64 \cdot 10^5}{\omega_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1} (1-\eta)}} \quad (II.105)$$

Pentru cel ce lucrează în clasă B, folosind în locul formulei (II.56) expresia (II.61), se deduce :

$$B_{mi} = \frac{3,45 \cdot 10^5}{\omega_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1} (1-\eta)}} \quad (II.106)$$

Expresiile (II.105) și (II.106) dovedesc că inducția în miezul transformatorului crește proporțional cu rădăcina pătrată a puterii aplicate, și că pentru micșorarea inducției este suficient să se mărească secțiunea miezului, sau secțiunea totală a înfășurării.

Dacă din considerente de ordin economic sau de construcție, raportul volumelor materialului magnetic și al conductorului înfășurării transportului se adoptă, indiferent de putere, atunci transformatorii de puteri diferite vor fi geometric asemenea. Totodată, după cum reiese din relația (II.105) dacă P, η, ω_i sunt constante, inducția se va determina din expresia :

$$B_m = C \frac{cm^{\frac{1}{2}}}{cm^2 cm} = C_1 cm^{-\frac{5}{2}}, \quad (II.107)$$

în care C și C_1 sunt coeficienți de proporționalitate. Prin urmare, pentru micșorarea inducției în miez de două ori, dimensiunile lineare ale transformatorului (în cazul asemănării geometrice a miezurilor) trebuie să fie mărite de $2^{2/5} = 1,32$ ori.

Din cele expuse se pot trage următoarele concluzii, la o putere mică (mai mică decât cea critică), constanta de timp a transformatorului cu sarcină rezistivă, și prin urmare și dimensiunile lui, sunt determinate exclusiv de proprietățile lui electrice, adică de caracteristica de frecvență în banda frecvențelor de lucru inferioare și de valoarea randamentului.

Dimensiunile transformatorului cu puterea mai mare decât cea critică sunt determinate de amplitudinea maximă admisibilă a inducției în miez, pentru care distorsiunile nelineare produse de transformator nu depășesc o anumită valoare.

Puterea critică, la care are loc schimbarea condițiilor ce determină dimensiunile transformatorului poate fi calculată din expresiile (II.105) și (II.106).

De exemplu, pentru transformatorul a cărui înfășurare primară funcționează în clasă A, se obține:

$$P_{crit} = 1,43 \cdot 10^{-11} \frac{(\omega_i B_{mi} q_e)^2 \cdot (1-\eta) q_{Cu1}}{l_{Cu1}} \quad (\text{II.108})$$

Drept exemplu se va calcula puterea critică pentru transformatorul de ieșire executat cu miez de tip intermediar E—20 X 30, care are următoarele date (vezi tabela XVIII. 5):

$$q_e = 5,28 \text{ cm}^2; l_{Cu1} \approx l_{Cu} = 15,2 \text{ cm}; q_{Cu1} = 1,56 \text{ cm}^2.$$

Sunt date următoarele condiții:

$$B_{mi} = 5000 \text{ gauss}; \eta = 0,85; \omega_i = 314$$

transformatorul lucrează în clasă A. Substituind aceste date în relația (II. 108), se obține:

$$P_{crit} = \frac{1,43 \cdot 10^{-11} (314 \cdot 5000 \cdot 5,28)^2 (1-0,85) \cdot 1,56}{15,2} = 15,2 \text{ W}$$

În cazul acestei puteri, inducția în miez, la frecvența de lucru interloară, atinge valoarea propusă de 5000 gauss.

§ II. 9. Exemple de calcul

Pentru ușurarea folosirii formulelor de calcul, deduse în cuprinsul capitoului, se dau mai jos exemple de calcul al transformatorilor cu sarcină rezistivă.

Exemplul 1. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de intrare, dintr'un amplificator final, care lucrează alimentat dela un preamplificator microfonic. Condițiile tehnice și condițiile de funcționare sunt următoarele:

Rezistența sursei	$R = 500 \Omega$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 100 \text{ Hz}$
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 6000 \text{ Hz}$
Distorsiunile de frecvență maxime admisibile la frecvența de lucru inferioară	$M_i = -0,75 \text{ db}$
Distorsiunile maxime, la frecvența superioară	$M_s = -1 \text{ db}$
Coeficientul de transfer necesar (dat prin condiția obținerii unui anumit factor de amplificare pentru întregul amplificator)	$k_0 = 4,3$

Capacitatea de intrare a tubului cu ecran, pe care debitează transformatorul $C_{int} = 10 \mu F$

1. Trecem de la valorile în decibeli ale coeficienților admisibili ai distorsiunilor de frecvență, la valorile rapoartelor :

$$M_i = 10 \quad - \frac{M_{idd}}{20} = 10 \quad - \frac{0,75}{20} = 1,09 ;$$

$$M_s = 10 \quad - \frac{M_{sdb}}{20} = 10 \quad - \frac{1}{20} = 1,122$$

2. Determinăm rezistența maximă admisibilă a rezistenței din înfășurarea secundară a transformatorului, conform condiției de existență a sarcinii rezistive, presupunând capacitatea montajului $C_m = 15 \mu F$ și capacitatea proprie a transformatorului C_{tr} , în conformitate cu tabela XV. 3, că nu depășesc $75 \mu F$.

$$R_2 < \frac{1}{3 \omega_s (C_{tr} + C_{int} + C_m)} = \\ = \frac{1}{3 \cdot 6,28 \cdot 6000 (75 + 10 + 15) \cdot 10^{-12}} = 88400 \Omega .$$

3. Determinăm raportul de transformare, necesar pentru obținerea coeficientului de transfer propus, considerând $\alpha = 1$ și luând randamentul transformatorului, în conformitate cu tabela II. I, $\eta = 0,75$

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{2k_0}{\eta} = \frac{2 \cdot 4,3}{0,75} \approx 11,5 .$$

4. Calculăm rezistența derivație, din înfășurarea secundară, luând $\alpha = 1$

$$R_2 = n^2 \eta R = 11,5^2 \cdot 0,75 \cdot 500 \approx 50000 \Omega ,$$

Deoarece valoarea rezistenței derivație nu depășește rezistența maximă admisibilă (88400Ω), condiția de funcționare a transformatorului cu sarcină rezistivă este satisfăcută.

5. Deoarece transformatorul funcționează în clasă A, determinăm rezistența înfășurărilor transformatorului, din expresiile :

$$r_2 = R_2 \frac{1-\eta}{2-\eta} = 50000 \frac{1-0,75}{2 \cdot 0,75} = 8300 \Omega ;$$

$$r_1 = r'_2 = \frac{r_2}{n^2} = \frac{8300}{11,5^2} \approx 60 \Omega .$$

6. Rezistența derivație, raportată la înfășurarea primară, va fi :

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2} = \frac{50000}{11,5^2} = 380 \Omega .$$

7. Rezistența generalului echivalent pentru frecvențele inferioare va fi :

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(500 + 60)(60 + 380)}{500 + 60 + 60 + 380} = 246 \, \Omega.$$

8. Inductanța necesară a înfășurării primare a transformatorului se determină în funcție de mărimea admisibilă a distorsiunilor de frecvență, la frecvența de lucru inferioară :

$$L_1 = \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{246}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,09^2 - 1}} \approx 0,9 \, \text{H}.$$

9. Inductanța de scăpări admisibilă a transformatorului, în funcție de distorsiunile de frecvență maxime admise la frecvența de lucru superioară, va fi :

$$L_s = \frac{(1 + \alpha) R \sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega} = \frac{(1 + 1) 500 \sqrt{1,122^2 - 1}}{6,28 \cdot 6000} = 0,0135 \, \text{H}.$$

Raportul dintre inductanța de scăpări a transformatorului L_s și inductanța înfășurării lui primare L_1 , se numește coeficientul de scăpări al transformatorului, și se notează prin σ . Practica de construcție a transformatorilor dovedește că atunci când pentru miezul transformatorului se folosește oțel de transformator obișnuit, este greu să reducem coeficientul de scăpări sub 0,003, deoarece aceasta complică și scumpește construcția transformatorului. Construcția cea mai simplă se obține când σ nu se cere mai mic decât 0,9. În cazul când se folosește permalloy pentru miez, se poate obține fără dificultăți constructive prea mari o valoare mult mai redusă a coeficientului de scăpări, (circa 0,01).

Valoarea coeficientului de scăpări, pentru transformatorii din exemplul de mai sus este :

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,0135}{0,9} = 0,015.$$

După cum se vede, chiar în cazul folosirii unui oțel de transformator obișnuit, construcția transformatorului nu este însoțită de greutate însemnate.

10. Să determinăm acum constanta de timp necesară, care va fi folosită pentru determinarea dimensiunilor miezului :

$$\tau_1 = \frac{L_1}{f_1} = \frac{0,9}{60} = 0,015 \, \text{s}.$$

Dacă este necesar să se cunoască caracteristicile de frecvență și de încălzire ale transformatorului calculat, determinarea lor trebuie să se facă numai după efectuarea calculului constructiv al transformatorului deoarece în cursul acestui calcul este adesea necesar să se schimbe mărimile L_1 și L_s , obținute din calculul electric.

Exemplul 2. Să se calculeze parametrii electrice ai unui transformator de ieșire pentru etajul final, care lucrează în clasă A, pe o sarcină rezistivă. Condițiile tehnice și condițiile de funcționare sunt următoarele :

Rezistența internă a etajului final	$R = 2500 \Omega$
Rezistența de sarcină	$R_2 = 600$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 40 \text{ Hz}$
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 12000 \text{ Hz}$
Distorsiunile de frecvență maxime admisibile	$M_i = M_s = -1 \text{ dB}$
Puterea debitată în sarcină	$P_2 = 2 \text{ W}$
Coeficientul static de amplificare al lămpii etajului final	$\eta = 4$

Rezistența de intrare a transformatorului trebuie să fie egală cu rezistența de sarcină; amplificatorul este calculat pentru o durată de funcționare redusă.

1. Alegând conform tabelii II. 1 randamentul transformatorului $\eta = 0,77$ se determină puterea care trebuie să fie debitată de tub

$$P = \frac{P_2}{\eta} = \frac{2}{0,77} = 2,6 \text{ W}.$$

2. Determinăm raportul de transformare, plecând de la condiția de egalitate a rezistenței de ieșire a transformatorului cu rezistența de sarcină:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{(2\eta - 1) R_2}{\eta R}} = \sqrt{\frac{(2 \cdot 0,77 - 1) 600}{0,77 \cdot 2500}} = 0,41$$

3. Calculăm rezistența sarcinii anodice, pe care va debita tubul din etajul final, adică rezistența de intrare a transformatorului:

$$R_a = \frac{R}{2\eta - 1} = \frac{2500}{2 \cdot 0,77 - 1} = 4630 \Omega.$$

Lucrând pe această rezistență de sarcină, tubul trebuie să debiteze 2,6 W, la o anumită valoare a distorsiunilor nelineare admisă prin condițiile tehnice.

4. Rezistența înfășurărilor transformatorului se va determina din expresiile:

$$r_1 = R_a \frac{1 - \eta}{2} = 4630 \frac{1 - 0,77}{2} = 532 \Omega;$$

$$r_2 = R_2 \frac{1 - \eta}{2\eta} = 600 \frac{1 - 0,77}{2 \cdot 0,77} = 90 \Omega.$$

5. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvența inferioară va fi:

$$R_{ei} = \frac{1(R + r_1)(R_a - r_1)}{R + R_a} = \frac{(2500 + 532)(4630 - 532)}{2500 + 4630} = 1740 \Omega.$$

6. Calculăm inductanța necesară a înfășurării primare, în funcție de valoarea admisibilă a distorsiunilor de frecvență la frecvența de lucru inferioară:

$$M_i = M_s = 10 = 10 \frac{1}{20} = 1,122;$$

$$L_1 > \frac{R_{ei}}{w_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{1740}{6,28 \cdot 40 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 13,6 \text{ H}.$$

7. Inductanța de scăpări admisibilă a transformatorului se determină în funcție de distorsiunile admisibile la frecvența de lucru superioară :

$$L_s \leq \frac{R + R_a}{\omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1} = \frac{2500 + 4630}{6,28 \cdot 12000} \sqrt{1,122^2 - 1} = 0,0483 \text{ H}.$$

8. Verificăm posibilitatea construirii transformatorului, cu un coeficient de scăpări :

$$\sigma = \frac{L_s}{L_t} = \frac{0,0483}{13,6} \approx 0,0036.$$

Pentru această valoare a coeficientului de scăpări, transformatorul poate fi executat chiar folosind oțel de transformator obișnuit, deși în acest caz construcția înfășurărilor se complică (va fi necesară alternarea înfășurărilor).

9. Constanta de timp a transformatorului este :

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{13,6}{532} \approx 0,026 \text{ s}.$$

10. Factorul de amplificarea al etajului este :

$$K_0 = \mu \eta \frac{R_a}{R + R_a} = 4 \cdot 0,41 \cdot 0,77 \cdot \frac{4630}{2500 + 4630} = 0,82.$$

Factorul de amplificarea s'a obținut mai mic decât unitatea, cum se și întâmplă de obicei în etajele linale, deoarece raportul de transformare al transformatorilor de ieșire este de obicei mai mic decât unitatea.

Exemplul 3. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de ieșire, pentru etajul de putere final al unui amplificator de radiofrecvență, care lucrează în clasă B, cu curent de grilă și care este calculat pentru o funcționare de durată. Condițiile tehnice și datele etajului sunt următoarele :

Puterea de ieșire	$P_2 = 10 \text{ kW}$
Valoarea eficace a tensiunii de ieșire	$U_2 = 220 \text{ V}.$
Frecvența de lucru inferioară	$f_1 = 70 \text{ Hz}$
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 6000 \text{ Hz}$
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența inferioară	$M_i \leq -0,5 \text{ db}$
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența superioară	$M_s \leq -0,8 \text{ db}$
Rezistența sarcinii anodice a etajului linal (între anodi)	$R_a = 10000 \Omega$
Rezistența internă a etajului final în curent alternativ (între anodi)	$R = 20000 \Omega$

1. Puterea care trebuie debitată de etajul final, plecând de la randamentul transformatorului (conform tabelului II. 1) egal cu 0,97 pentru puterea de 10 kW, este :

$$P = \frac{P_2}{\eta} = \frac{10}{0,97} = 10,3 \text{ kW}.$$

2. Rezistența sarcinii, cunoscând tensiunea ei și puterea debitată este :

$$R_2 = \frac{U_2^2}{P_2} = \frac{220^2}{10000} = 4,84 \Omega.$$

3. Raportul de transformare în funcție de rezistența sarcinii anodice R_a cunoscută și R_2 este :

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{4,84}{0,97 \cdot 10\,000}} = 0,0223.$$

Raportul de transformare găsit reprezintă raportul dintre numărul de spire din înfășurarea secundară și numărul de spire din toată înfășurarea primară (ambele jumătăți), deoarece mărimea R_a este dată între anozii etajului final.

4. Determinăm rezistența înfășurărilor transformatorului, ținând seamă de faptul că înfășurarea lui primară funcționează în clasă B :

$$r_1 = 0,293 R_a (1 - \eta) = 0,293 \cdot 10^4 (1 - 0,97) = 88 \, \Omega$$

$$r_2 = 0,414 R_2 \frac{1 - \eta}{\eta} = 0,414 \cdot 4,84 \frac{1 - 0,97}{0,97} = 0,062 \, \Omega$$

5. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare este :

$$R_{ei} \approx \frac{R \cdot R_a}{R + R_a} = \frac{20\,000 \cdot 10\,000}{20\,000 + 10\,000} = 6670 \, \Omega$$

6. Inductanța necesară a înfășurării primare a transformatorului este :

$$M_{idb} = -0,5; M_i = 1,06; L_i > \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \\ = \frac{6670}{6,28 \cdot 70 \cdot \sqrt{1,06^2 - 1}} = 43 \, \text{H}.$$

7. Inductanța de scăpări a transformatorului nu trebuie să depășească valoarea :

$$M_{sdb} = -0,8; M_s = 1,097; L_s = \frac{R + R_a}{\omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1} = \\ = \frac{20\,000 + 10\,000}{6,28 \cdot 6\,000} \sqrt{1,097^2 - 1} = 0,36 \, \text{H}.$$

8. Coeficientul de scăpări al transformatorului este :

$$\sigma = \frac{L_s}{L_i} = \frac{0,36}{43} = 0,0083,$$

adică are valoarea admisibilă. Transformatorul calculat are puterea mai mare decât cea critică. Deci la calculul de construcție numărul de spire din înfășurarea primară va fi determinat de amplitudinea admisibilă a inducției în miez. Inductanța înfășurării primare se obține deci mai mare decât 43 H, distorsiunile de frecvență la frecvența inferioară vor fi mai mici decât cele propuse, iar coeficientul de scăpări admisibil al transformatorului va fi mai mic decât valoarea găsită. De aceea, determinarea caracteristicii de frecvență a transformatorului calculat trebuie să se facă după efectuarea calculului de construcție, după ce valorile L_s și L_i sunt stabilite definitiv.

TRANSFORMATORI CU SARCINĂ INDUCTIVĂ, FUNȚIONÂND CU O SURSĂ DE TENSIUNE CU IMPEDANȚA REZISTIVĂ

§ III. 1. Schema echivalentă

Schema echivalentă a bobinei mobile dintr'un difuzor electrodinamic, foarte răspândit în prezent, care servește la transformarea energiei electrice în energie acustică, poate fi reprezentată sub forma indicată în fig. III.1. În această schemă, inductanța L_M , capacitatea C_M , și rezistența R_M caracterizează rezonanța mecanică a sistemului mobil al difuzorului, a cărui frecvență depinde de masa sistemului mobil și de elasticitatea suspensiunii lui. Această rezonanță este de obicei situată în domeniul frecvențelor acustice scăzute (30—200 Hz), unde radiația difuzorului este redusă și fenomenele de rezonanță nu au o importanță prea mare.

Dacă se neglijează rezonanța mecanică a difuzorului, schema echivalentă a bobinei acustice poate fi reprezentată prin rezistența R_2 și inductanța L_2 , conectate în serie. Atât rezistența cât și inductanța bobinei mobile depind de frecvență; totuși aceste variații sunt de obicei reduse și pentru simplificarea analizei ele pot fi neglijate.

În banda frecvențelor de lucru superioare, impedanța bobinei mobile a difuzorului electrodinamic are o componentă inductivă importantă și deoarece nu se poate considera că un transformator încărcat cu un astfel de difuzor posedă o sarcină rezistivă în toată gama frecvențelor de lucru. Creșterea impedanței la frecvențele superioare provoacă o ridicare a caracteristicii de frecvență a etajului final, la aceste frecvențe, ceea ce înrăutățește caracteristica de frecvență generală a sistemului.

Creșterea caracteristicii de frecvență în zona frecvențelor

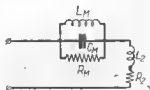


Fig. III.1. Schema echivalentă a bobinei mobile a difuzorului electrodinamic

superioare poate fi înlăturată prin alegerea valorii corespunzătoare a inductanței de scăpări a transformatorului și prin introducerea elementelor de corecție.

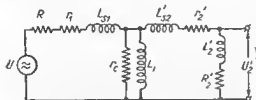


Fig. III.2 Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă funcționând cu o sursă de tensiune cu impedanță rezistivă.

Schema echivalentă completă a etajului final, încărcat prin transformatorul de ieșire cu un difuzor electrodinamic, este reprezentată în fig. III.2. Difuzorul este reprezentat prin rezistența R_2 și prin inductanța L_2 , legate în serie. O sarcină de acest gen, se va numi în viitor, pentru prescurtare, sarcină inductivă.

§ III. 2. Caracteristicile de frecvență și de fază ; determinarea inducției necesare a înfășurării primare și a inductanței de scăpări

În banda frecvențelor inferioare, impedanța difuzorului se poate considera pur rezistivă (neglijând rezonanța mecanică a sistemului), iar schema echivalentă, la aceste frecvențe a transformatorului încărcat cu un difuzor, are forma reprezentată în fig. III.3. Această schemă nu diferă de schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă. Deaceia, formulele pentru calculul caracteristici de frecvență la frecvențele inferioare și formulele pentru determinarea inductanței necesare vor fi aceleași ca și pentru transformatorul cu sarcină rezistivă. Aceste formule sunt indicate în § II.3.

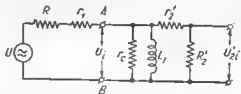


Fig. III.3. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă, pentru frecvențele inferioare.

Caracteristica de frecvență a transformatorului cu sarcină inductivă diferă, în banda frecvențelor superioare, de caracteristica de frecvență a transformatorului cu sarcină rezistivă. Pentru obținerea ecuației caracteristicii la frecvențele de lucru superioare se vor folosi schemele echiva-

lente pentru frecvențele medii și superioare, reprezentate în fig. III.4. și III.5. Aceste scheme se obțin din schema echivalentă completă, indicată în fig. III.2, prin eliminarea acelor elemente a căror influență, poate fi neglijată în banda respectivă de frecvențe.

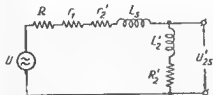


Fig. III.4: Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă, pentru frecvențele superioare.

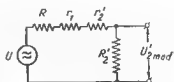


Fig. III.5: Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă, pentru frecvențele medii.

Pentru frecvențele superioare (fig. III.4) tensiunea la ieșirea schemei se determină prin expresia :

$$U'_{2s} = U \frac{R'_2 + j\omega L'_2}{R_s + R'_2 + j\omega(L_s + L'_2)} \quad (\text{III.1})$$

în care :

$$R_s = R + r_1 + r'_2$$

Tensiunea la ieșire, în cazul frecvențelor medii, este (vezi schema din fig. III.5) :

$$U'_{2med} = U \frac{R'_2}{R_s + R'_2} \quad (\text{III.2})$$

Deci, factorul distorsiunilor de frecvență în banda frecvențelor superioare este :

$$\begin{aligned} M_s &= \frac{U'_{2med}}{U'_{2s}} = \frac{R'_2}{R_s + R'_2} \cdot \frac{R_s + R'_2 + j\omega(L_s + L'_2)}{R'_2 + j\omega L'_2} = \frac{1 + j\omega \frac{L_s + L'_2}{R_s + R'_2}}{1 + j\omega \frac{L'_2}{R'_2}} = \\ &= \frac{1 + j\omega A}{1 + j\omega B} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

în care :

$$A = \frac{L_s + L'_2}{R_s + R'_2}; \quad B = \frac{L'_2}{R'_2} \quad (\text{III.4})$$

Rezultă că dacă $A=B$, atunci M_s este independent de frec-

vență și prin urmare lipsesc distorsiunile de frecvență, în banda frecvențelor superioare.

Din relația (III.3) se poate obține cu ușurință modulul factorului dimensiunilor de frecvență:

$$M_s = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 A^2}{1 + \omega^2 B^2}}. \quad (\text{III.5})$$

Din condiția inexistenței distorsiunilor de frecvență reiese:

$$\frac{A}{B} = 1; \frac{\frac{L_s}{L'_2} + 1}{\frac{R_s}{R'_2} + 1} = 1; \frac{L_s}{L'_2} = \frac{R_s}{R'_2}, \quad (\text{III.6})$$

adică raportul dintre inductanța de scăpări a transformatorului și inductanța sarcinii trebuie să fie egal cu raportul dintre rezistența R_s și componenta rezistivă a sarcinii R'_2 . Dacă raportul dintre inductanțe depășește raportul dintre rezistențe, nu se realizează compensarea totală a distorsiunilor, ceea ce provoacă o coborîre a caracteristicii de frecvență, la frecvențele superioare. În caz contrar, se obține o ridicare a caracteristicii de frecvență, la frecvențele superioare. Coborîrea caracteristicii de frecvență nu este limitată, în timp ce ridicarea ei este limitată de factorul de amplificare static al tubului, sau al tuburilor etajului final.

Familia caracteristicilor de frecvență ale etajului final cu triodă de stînga¹⁾, pentru banda frecvențelor superioare, și pentru diferite valori ale raportului A/B este reprezentată în fig. III.6. În cazul folosirii în etajul final, a unui regim de funcționare cu valori mici pentru α (tuburi cu ecran, triodă de dreapta²⁾, creșterea caracteristicii poate atinge valori foarte mari, dacă inductanța de scăpări a transformatorului este insuficientă, ceea ce se traduce prin apariția unui ton ascuțit.

Din expresia (III.6) se obține formula de calcul pentru determinarea inducției de scăpări necesară pentru înlăturarea distorsiunilor de frecvență, în banda frecvențelor superioare:

$$L_s = L_2 \frac{R_s}{R'_2} \quad (\text{III.7})$$

Dacă în etajul final se folosește un regim de funcționare

1) N.T. Prin triodă de stînga se înțelege o triodă utilizată în partea stîngă a caracteristicilor de grilă, adică cu tensiuni de grilă negative.

2) N.T. Prin triodă de dreapta se înțelege trioda utilizată în partea dreaptă a caracteristicilor de grilă, adică cu tensiuni de grilă pozitive.

cu α mic, pentru menținerea unei sarcini constante cu frecvența, se introduce adeseori în paralel cu primarul transformatorului un circuit care împreună cu constantele difuzorului și transfor-

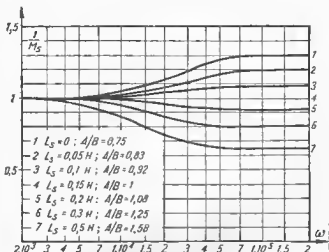


Fig. III.6. Distorsiunile de frecvență ale unui etaj cu transformator și sarcină inductivă, în banda frecvențelor superioare, pentru următoarele date. $R_s = 3000 \Omega$; $R_2 = 9000 \Omega$
 $L'_2 = 0,45 \text{ H}$.

matorului formează un circuit permanent rezonant (fig. III.7). Pentru ca impedența de leșire a transformatorului, inclusiv circuitul $R_K - C_K$ să nu depindă de frecvență și să fie pur rezistivă, mărimile R_K și C_K trebuie să satisfacă următoarele condiții:

$$R_K = R'_2 + r_1 + r'_2; \quad (\text{III.8})$$

$$C_K = \frac{L_s + U_2}{R_K^2}. \quad (\text{III.9})$$

Cu adăugarea acestui circuit, schema echivalentă a etajului, la frecvențe superioare, este cea reprezentată în fig. III.8. Deoarece tensiunea între punctele M și N din această schemă este independentă de frecvență (la un regim de tensiune constantă,

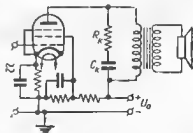


Fig. III.7. Schema unui etaj final cu pentodă și circuit de corecție $R_K C_K$ în circuitul anodic.

în înfășurarea primară a transformatorului), schema poate fi simplificată, legând între punctele M și N un generator cu f. e. m. egală cu U_K , fără rezistență internă (f.g. III.9).

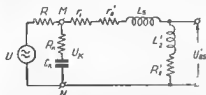


Fig. III.8. Schema echivalentă pentru frecvențele superioare a etajului de amplificare, alimentând un difuzor cu circuit de corecție.

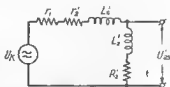


Fig. III.9. Schema echivalentă simplificată pentru frecvențele superioare a etajului de amplificare, alimentând un difuzor cu circuit de corecție

Schema echivalentă obținută nu diferă mult de schema din fig. III.4 și prin analogie este ușor de scris formula de calcul pentru determinarea caracteristicii de frecvență:

$$M_s = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 A_1^2}{1 + \omega^2 B^2}} \quad (\text{III.10})$$

în care:

$$A_1 = \frac{L_s \times L'^2_2}{r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad B = \frac{L'_2}{R'_2} \quad (\text{III.11})$$

Valoarea inducției de scăpări, necesară pentru transformatorul cu circuit „permanent rezonant” în înfășurarea primară, poate fi calculată din condiția lipsei distorsiunilor de frecvență:

$$\frac{L_s}{L'_2} = \frac{r_1 + r'_2}{R'_2}; \quad L_s = L'_2 \frac{r_1 + r'_2}{R'_2} = L'_2 \frac{1 - \eta}{\eta} \quad (\text{III.12})$$

Aspectul caracteristicii de frecvență a etajului cu sarcină inductivă este redat de curbele din fig. III.10.



Fig. III.10 Aspectul caracteristicii de frecvență a etajului cu transformator cu sarcină inductivă:

- 1) L_s are valoare corectă;
- 2) L_s are valoare prea mare;
- 3) L_s are valoare prea mică

Caracteristica de fază, în banda frecvențelor inferioare, pentru transformatorul cu sarcină inductivă, nu diferă de caracteristica transformatorului cu sarcină rezistivă; formulele pentru determinarea decalajelor de fază, în banda frecvențelor de lucru inferioare, sunt indicate în § II.3.

Decalajele de fază lipsesc în banda frecvențelor superioare

oare, dacă inductanța de scăpări a transformatorului este egală cu valoarea calculată după expresia (III.7), ceea ce rezultă din (III.1), din faptul că numărătorul și numitorul, în acest caz, au unghiuri de fază identice la orice valoare a frecvenței. La alte valori ale inductanței de scăpări, decalajele de fază există, dar nu se indică formulele pentru determinarea lor, deoarece aceste formule nu au valoare din punct de vedere practic.

§ III. 3. Determinarea celorlalți parametri electrici.

Deoarece schema echivalență pentru banda frecvențelor de lucru medii a transformatorului studiat nu diferă de schema pentru frecvențele medii a transformatorului cu sarcină rezistivă, formele pentru determinarea rezistenței înfășurărilor, a raportului de transformare, a factorului de amplificarea al etajului împreună cu transformatorul, și a constantei de timp a transformatorului, nu diferă de formulele transformatorului cu sarcină rezistivă, din paragrafele II.5, II.6, II.7. și II.8.

La determinarea rezistenței înfășurărilor și a raportului de transformare, în formulele de calcul se substituie sarcinii, componența rezistivă a impedanței de sarcină R_2 , deoarece ea este sarcina transformatorului în domeniul frecvențelor inferioare și medii. Valoarea randamentului transformatorului se alege în conformitate cu datele din tabela II.1. Raportul de transformare se determină după valoarea optimă a sarcinii anodice a etajului final sau, ceea ce este egal, în funcție de valoarea α propusă. Aceasta deoarece la funcționarea cu difuzor nu există necesitatea de egalitate a impedanței de ieșire a transformatorului cu impedanța difuzorului.

§ III.4. EXEMPLE DE CALCUL.

Să se calculeze parametrii electrici ai transformatorului de ieșire pentru un etaj final în contratimp, care lucrează în clasă A, debitând pe un difuzor electrodinamic. Se cunosc următoarele date și condiții tehnice:

Puterea de ieșire	$P_2 = 10 \text{ W}$
Componența activă a impedanței de sarcină	$R_2 = 4 \Omega$
Inductanța sarcinii	$L_2 = 0,4 \text{ mH}$
Rezistența internă a tuburilor etajului (între anode)	$R = 2 \cdot 10^5 \Omega$
Rezistența sarcinii anodice (între anode)	$R_a = 8000 \Omega$
Factorul de amplificarea static al tuburilor etajului	$\mu = 300$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 80 \text{ Hz}$
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența inferioară	$M_i = -1 \text{ db}$
Distorsiunile de frecvență în banda frecvențelor superioare (până la frecvența de 6000 Hz)	
trebuie să fie neînsemnate.	

1. Se calculează puterea care trebuie debitată de tuburile etajului final, presupunând randamentul transformatorului $\eta = 0,87$, pentru puterea de 10 W, conform tabelii 11. 1.

$$P = \frac{P_1}{\eta} = \frac{10}{0,87} = 11,5 \text{ W}$$

2. Se determină raportul de transformare, în funcție de valorile R și R_a propuse :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{4}{0,87 \cdot 8000}} = 0,024$$

3. Se calculează rezistența înfășurării transformatorului, presupunând rezistențele înfășurărilor egale, deoarece etajul funcționează în clasă A :

$$r_1 = r_2 = R_a \frac{1-\eta}{2} = 8000 \frac{1-0,87}{2} = 520 \Omega ;$$

$$r_2 = R_2 \frac{1-\eta}{2\eta} = 4 \frac{1-0,87}{2 \cdot 0,87} = 0,3 \Omega ,$$

4. Să se determine rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare :

$$R_{ei} = \frac{(R+r_1)(R_a-r_1)}{R+R_a} = \frac{(2 \cdot 10^5 + 520)(8000-520)}{2 \cdot 10^5 + 8000} = 7200 \Omega$$

5. La frecvența de lucru inferioară inductanța înfășurării primare necesară pentru obținerea caracteristicii de frecvență propuse, va fi

$$M_i = 10^{-\frac{M_{ldb}}{20}} = 10^{-\frac{1}{20}} = 1,122;$$

$$L_1 > \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{7200}{6,28 \cdot 80 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 28,1 \text{ H}$$

6. Se determină valoarea inductanței și rezistenței sarcinii, raportate la înfășurarea primare :

$$L'_2 = \frac{L_2}{n^2} = \frac{0,4 \cdot 10^{-3}}{0,024^2} = 0,695 \text{ H};$$

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2} = \frac{4}{0,024^2} = 6950 \Omega.$$

7. Pentru a înălțura distorsiunile de frecvență la frecvențele superioare este necesară o inductanță de scăpări a transformatorului :

$$L_s = L'_2 \frac{R+r_1+r'_2}{R'_2} = 0,695 \frac{2 \cdot 10^5 + 520 + 520}{6950} = 20,1 \text{ H}$$

Din punct de vedere constructiv, o astfel de inductanță de scăpări, la o inductanță a înfășurării primare de 28 H este imposibil de realizat deoarece coeficientul de scăpări al transformatorului ar trebui să fie :

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{20,1}{28,1} = 0,715$$

Deaceia în acest caz, nu se poate obține caracteristica de frecvență rectilinie prin mărirea inductanței de scăpări a transformatorului, tuburile etajului final având o rezistență internă prea mare. Așa dar sau se admite o creștere pronunțată a caracteristicii de frecvență, în banda frecvențelor superioare, care se poate corecta în etajele de preamplificare, sau se montează pe înfășurarea primară a transformatorului circuitul de corecție „permanent rezonant”. În cel din urmă caz, pentru obținerea unei caracteristici de frecvență orizontală la frecvențele superioare, este necesară o inductanță de scăpări :

$$L_s = L_2 \cdot \frac{r_1 + r_2'}{R_2} = 0,695 \frac{520 + 520}{6950} = 0,104 \text{ H};$$

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,104}{28,1} = 0,037$$

Transformatorul cu acest coeficient de scăpări poate fi realizat, din punct de vedere practic, iar construcția lui nu va prezenta dificultăți deosebite.

8. Se calculează datele circuitului permanent rezonant :

$$R_k = R_a = 8000 \Omega$$

$$C_k = \frac{L_s + L_2'}{R_k^2} = \frac{0,104 + 0,695}{8000^2} = 12500 \mu\text{F}$$

9. Se găsește factorul de amplificare al etajului :

$$K_o = \mu\eta \frac{R_a}{R + R_a} = 300 \cdot 0,024 \cdot 0,87 \frac{8000}{200,000 + 8000} \approx 0,24$$

adică tensiunea pe sarcină va fi 0,24 din tensiunea aplicată între grilele de comandă ale etajului.

CAPITOLUL IV

TRANSFORMATORI CU SARCINĂ CAPACITIVĂ, FUNCȚIONÂND CU O SURSĂ DE TENSIUNE CU IMPEDANȚA REZISTIVĂ

§ IV. 1. Schema echivalentă

Se numesc transformatori cu sarcină capacitivă transformatorii care au în banda frecvențelor de lucru superioare o componentă capacitivă a sarcinii, atât de mare încât aceasta influențează sensibil caracteristicile de frecvență și de fază.

În această categorie intră :

a) Transformatorii de intrare și de cuplaș între tuburi, cu înfășurarea secundară neshuntată.

b) Transformatorii de intrare și de cuplaș între tuburi, cu înfășurarea secundară slab shuntată, adică acei transformatori care la frecvența de lucru superioară nu satisfac relația (II.1) și deci nu se poate neglija influența capacității care shuntează înfășurarea secundară a transformatorului.

c) Transformatorii de ieșire care debitează pe o sarcină în care predomină componenta capacitivă, de exemplu transformatorii care debitează pe un difuzor piezoelectric.

La deducerea formulelor de calcul se va studia cazul cel mai frecvent; transformatorul cu shunt în înfășurarea secundară. Formulele de calcul pentru transformatorul fără shunt se obțin, presupunând rezistența shuntului infinită.

Schema echivalentă completă a transformatorului cu sarcină capacitivă și cu shunt în înfășurarea secundară este reprezentată în fig. IV.1. Pentru analiza caracteristicilor de fază și de frecvență și pentru deducerea formulelor de calcul, se va folosi metoda obișnuită de aproximare a schemei echivalente complete, prin schema pentru frecvențele de lucru superioare, medii și inferioare.

IV. 2. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare

Schemele echivalente pentru frecvențele inferioare și medii ale transformatorului cu sarcină capacitivă și shunt în înfășurarea secundară, nu se deosebesc de schemele pentru frecvențele inferioare și medii ale transformatorului cu sarcină rezistivă. Deaceia, formulele pentru calculul caracteristicii de frecvență și de fază în zona frecvențelor inferioare și formulele pentru determinarea inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului cu shunt, rămân aceleași ca și pentru transformatorul cu sarcină rezistivă. Ele sunt date în § II,3.

Dacă lipsește shuntul în înfășurarea secundară a transformatorului cu sarcină capacitivă, rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare R_{ei} , se transformă în $R + r_1$, iar

formulele pentru calculul caracteristicilor de frecvență și fază și a inductanței necesare înfășurării primare iau forma:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{R + r_1}{\omega L_1}\right)^2} \quad (IV.1)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_i = \frac{R + r_1}{\omega L_1} \quad (IV.2)$$

$$L_1 \geq \frac{R + r_1}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} \quad (IV.3)$$

§ IV. 3. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare și determinarea inductanței de scăpări necesare

Schema echivalentă pentru frecvențele de lucru superioare ale transformatorului cu sarcină capacitivă (figura IV.2) se poate obține din schema echivalentă completă, reprezentată în fig. IV. 1.

Dacă f.e.m. U a generatorului rămâne constantă și variază

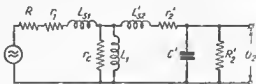


Fig. IV.1. Schema echivalentă completă a transformatorului cu sarcină capacitivă.

frecvența, tensiunea de ieșire raportată la înfășurarea primară, pentru schema IV.2., se va determina prin expresia :

$$U'_{2s} = U \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = U \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}, \quad (IV.4)$$

în care :

$$Z_1 = R + r_1 + r'_2 + j\omega L_s; \quad \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R'_2} + j\omega C' \quad (IV.5)$$

Substituind relațiile (IV.5) în relația (IV.4) se va obține :

$$U'_{2s} = \frac{U}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} - \omega^2 L_s C' + j \left(\frac{\omega L_s}{R'_2} + \omega C' (R + r_1 + r'_2) \right)} \quad (IV.6)$$

Tensiunea de ieșire raportată, în banda frecvențelor medii, va fi același ca pentru



Fig. IV.2. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină capacitivă, pentru frecvențele superioare.

transformatorul cu sarcină rezistivă, deoarece schemele echivalente pentru frecvențele medii sunt identice. Deaceia, pe baza schemei din fig. II.6 se poate deduce :

$$U'_{20} = U \frac{R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} \quad (IV.7)$$

Împărțind relația (IV.7) prin relația (IV.6) se obține o expresie complexă, care determină distorsiunile de frecvență ale schemei :

$$M_s = \frac{U'_{20}}{U'_{2s}} = \frac{R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} \left\{ 1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} - \omega^2 L_s C' + j \left(\frac{\omega L_s}{R'_2} + \omega C' (R + r_1 + r'_2) \right) \right\} \quad (IV.8)$$

Pentru simplificarea analizei expresiei obținute, se notează :

$$R_s = R + r_1 + r'_2; \quad (IV.9)$$

$$\alpha_s = \frac{R'_2}{R_s} = \frac{R'_2}{R + r_1 + r'_2}; \quad (IV.10)$$

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s}; \quad (IV.11)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C}}; \quad (IV.12)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}; \quad (IV.13)$$

$$\omega_2' = \frac{\omega_2}{\sqrt{A_s}} = \frac{1}{\sqrt{A_s L_s C}} \quad (IV.14)$$

$$p_s = \frac{\omega}{\omega_2'} = \omega \sqrt{A_s L_s C}; \quad (IV.15)$$

$$\begin{aligned} d_s &= \sqrt{A_s} \left(\frac{1}{K_2} \sqrt{\frac{L_s}{C}} + R_s \sqrt{\frac{C}{L_s}} \right) = \sqrt{A_s} \left(\frac{p_s}{K_2} + \frac{R_s}{p_s} \right) = \\ &= \sqrt{A_s} \left(\frac{p_s}{a_s R_s} + \frac{R_s}{p_s} \right) \end{aligned} \quad (IV.16)$$

Introducând aceste notații în formula (IV.8) aceasta se obține sub o formă mai simplă și mai practică pentru analiză:

$$M_s = 1 - p_s^2 - j p_s d_s \quad (IV.17)$$

Modulul factorului distorsiunilor de frecvență în banda frecvențelor superioare, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, va fi:

$$M_s = \sqrt{(1 - p_s^2)^2 + p_s^2 d_s^2} \quad (IV.18)$$

Din expresia (IV.18) se pot trage următoarele concluzii:

1. Deoarece valoarea lui p_s este direct proporțională cu frecvența, formula obținută este indicată pentru construirea caracteristicii de frecvență în banda frecvențelor de lucru superioare, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă.

2. Mersul caracteristicii de frecvență, în banda frecvențelor superioare, depinde numai de valoarea coeficientului d_s , care definește decrementul circuitului la frecvențele superioare. După cum se arată mai departe, caracteristica poate fi crescătoare sau scăzătoare poate să lipsească la frecvențele superioare.

Să determinăm poziția vârfului caracteristicii de frecvență, provocat de rezonanța circuitului serie format de inducția de scăpări a transformatorului L_s și de capacitatea C' (raportată la înfășurarea primară). Pentru aceasta vom determina valoarea p_s , la care factorul distorsiunilor de frecvență este minim, iar factorul de amplificare atinge valoarea maximă. Valoarea căutată

$p_{s \max}$ se va determina diferențind expresia de sub radical a formulei (IV.18) în raport cu p_s și egalând derivata cu zero:

$$\frac{d[(1-p_s^2)^2 + p_s^2 d_s^2]}{dp_s} = 4p_s^3 - 4p_s + 2p_s d_s^2 = 0;$$

$$p_{s \max} = \frac{\omega_{s \max}}{\omega_2} = \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}} \quad (\text{IV.19})$$

Din IV.19 rezultă că frecvența amplificării maxime $\omega_{s \max}$ nu coincide nici cu frecvența ω'_2 nici cu ω_2 , ci este totdeauna mai mică decât ele. Aceasta se explică prin influența rezistențelor din circuit.

Factorul distorsiunilor de frecvență, la frecvența de amplificare maximă, poate fi calculat prin substituirea în IV.18 a valorii $p_{s \max}$ din expresia (IV.19):

$$M_{s \min} = \sqrt{d_s^2 - \frac{d_s^4}{4}} \quad (\text{IV.20})$$

După cum se vede, creșterea caracteristicii depinde numai de coeficientul d_s^2 , care fiind ales în mod corespunzător se poate obține creșterea necesară a caracteristicii de frecvență la frecvențele superioare. Această creștere compensează deseori descreșterea caracteristicii de frecvență, care se produce în alte elemente din circuitul de transmisie.

Egalând în formula (IV.20) pe $M_{s \min}$ cu 1, se deduce că valoarea critică d_s^2 , la care dispăre vârful caracteristicii de frecvență, este egală cu 2:

$$\sqrt{d_s^2 - \frac{d_s^4}{4}} = 1; d_{s \text{crit}}^2 = 2. \quad (\text{IV.21})$$

Deoarece pentru $d_s^2 = 0$, valoarea factorului distorsiunilor de frecvență este egală cu zero (ceea ce corespunde cu ascendența infinită a caracteristicii de frecvență), o caracteristică cu o creștere oarecare poate fi obținută dacă valorile d_s^2 sunt cuprinse între 0 și 2. Familia caracteristicilor de frecvență, pentru diferite valori ale lui d_s^2 , este indicată în fig. IV.3. Aici, pe ordonată este trecut factorul de amplificare, iar pe abscisă coeficientul auxiliar p_s proporțional cu frecvența și care poate fi dedus din formula (IV.15). Această familie de caracteristici este generală pentru transformatorul cu și fără shunt în înfășurarea secundară și se determină după expresia (IV.18).

În practică se folosesc și caracteristicile cu ascendență și cele fără. Limita superioară a benzii frecvențelor de lucru

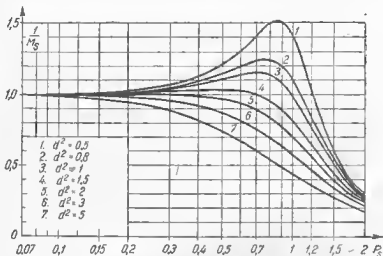


Fig. IV.3. Caracteristicile de frecvență generale pentru transformatoare cu sarcină capacitivă, în banda frecvențelor superioare

depinde de felul caracteristicii de frecvență. Pentru caracteristica crescătoare, care se folosește pentru compensarea căderii caracteristicii produse de alte elemente ale instalației, trebuie să se considere ca frecvență de regim maximă ω_s , frecvența amplificării maxime $\omega_{s \max}$ (fig. IV.4,1) deoarece caracteristica de frecvență generală a schemei cu corecție, scade repede mai sus de această frecvență. În cazul caracteristici de frecvență fără creștere, trebuie să se considere ca frecvență de regim superioară, frecvența la care distorsiunile de frecvență ating o valoare anumită (fig. IV.4,2).

Rezolvând expresia IV.20 în raport cu d_s^2 , este ușor de obținut formula care permite să se găsească valoarea decrementului, la care caracteristica are o creștere anumită:

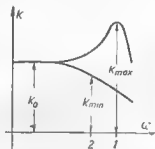


Fig. IV.4. Frecvențele de lucru superioare pentru caracteristicile cu și fără ascendență:

- 1) Pentru caracteristica cu ascendență.
- 2) Pentru caracteristica fără ascendență.

$$d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} \quad (\text{IV.22})$$

Valoarea necesară a lui d_s poate fi găsită deasemenea după diagrama din fig. IV.5, construită conform ecuației (IV.22).

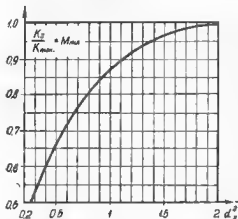


Fig. IV.5. Ascendența maximă a caracteristicii (valoarea minimă a factorului distorsiunilor de frecvență) în funcție de coeficientul de atenuare (decrement).

La transformatorul cu shunt în înfășurarea secundară, coeficientul de atenuare depinde de valoarea rezistenței shuntului, (crește cu micșorarea valorii rezistenței). Ca să se poată obține la transformatorul shuntat valoarea d_s^2 condiționată de caracteristica de frecvență, este necesar ca factorul α_s , proporțional cu rezistența shuntului raportată la înfășurarea primară, să nu fie mai mic decât o anumită valoare. Pentru deducerea acestei valori se diferențiază ecuația (IV.16)

în raport cu $\frac{\rho_s}{R_s}$. Egalând derivata cu zero găsim că decrementul ei minim are loc pentru:

$$\frac{\rho_s}{R_s} = \sqrt{\alpha_s} \quad (\text{IV.23})$$

Decrementul minim poate fi calculat prin substituirea valorii găsite în ecuația (IV.16):

$$d_{s \min} = \sqrt{\frac{4}{1 + \alpha_s}} \quad (\text{IV.24})$$

La alte valori ale raportului $\frac{\rho_s}{R_s}$, decrementul va depăși această valoare; deci pentru orice valori ale acestui raport se satisface relația:

$$d_s \geq \sqrt{\frac{4}{1 + \alpha_s}} \quad (\text{IV.25})$$

Rezolvând această inegalitate în raport cu α_s obținem :

$$\alpha_s \geq \frac{4}{d_s^2} - 1. \quad (IV.26)$$

După această formulă se poate calcula valoarea minimă a coeficientului de sarcină la frecvențele superioare α_s , care se poate adopta în cazul valorii respective pentru d_s^2 , adică la caracteristica de frecvență respectivă. Dacă pentru α_s se ia valoarea minimă care satisface ecuația (IV.26), valoarea rezultantă a decrementului va fi valabilă numai pentru valoarea raportului $\frac{p_s}{R_s}$ determinată de expresia (IV.23). Dacă α_s are valori mai mari, obținerea caracteristicii de frecvență propuse este posibilă în cazul a două valori ale raportului indicat și prin urmare în cazul a două valori ale inducției de scăpări a transformatorului. Familia de curbe d_s^2 , în funcție de raportul $\frac{p_s}{R_s}$, pentru diferite valori ale lui α_s , este reprezentată în fig. IV.6.

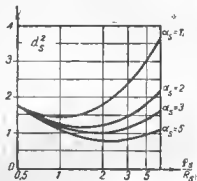


Fig. IV.6. Curbele atenuării circuitului, în funcție de raportul $\frac{p_s}{R_s}$, pentru diferite valori ale lui α_s .

Exemplu. Se consideră că la frecvența de lucru superioară trebuie să se obțină o creștere a caracteristicii cu 3db. În acest caz M_s va fi :

$$M_s = 10^{-\frac{M_s \text{ db}}{20}} = 10^{-\frac{3}{20}} = 0,707$$

Pentru obținerea acestei valori a lui M_s , d_s^2 trebuie să fie :

$$d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} = 2 - 2\sqrt{1 - 0,707^2} = 0,586$$

Același valoare pentru d_s^2 poate fi găsită după diagrama din fig. IV.5 pentru $M_s = 0,707$.

Valoarea minimă α_s , pentru care este posibilă creșterea propusă a caracteristicii, va fi :

$$\alpha_s = \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{0,586} - 1 = 5,82$$

Dacă se ia exact această valoare pentru α_s , caracteristica de frecvență propusă poate fi obținută numai pentru o singură valoare a raportului $\frac{\rho_s}{R_s}$:

$$\frac{\rho_s}{R_s} = \sqrt{\alpha_s} = \sqrt{5,82} \Rightarrow 2,42$$

Dacă se ia pentru α_s o valoare mai mare, de exemplu 7 sau 10, caracteristica de frecvență propusă poate fi obținută în cazul a două valori ale acestui raport, care satisfac ecuația (IV.16),

Concluziile obținute pot fi folosite pentru determinarea inductanței de scăpări a transformatorului, pentru care se obține caracteristica de frecvență propusă. Să se rezolve expresia (IV.16), în raport cu impedanța caracteristică;

$$\rho_s = \frac{\alpha_s d_s R_s}{2 \sqrt{A_s}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{d_s^2 (1 + \alpha_s)}} \right) \quad (IV.27)$$

Calculând din (IV.27) impedanța caracteristică, necesară pentru obținerea caracteristici de frecvență propuse, inductanța de scăpări poate fi determinată cu ușurință. Pentru aceasta determinăm din expresia (IV.19) pe $\omega_{s \max}$:

$$\omega_{s \max} = \omega'_2 \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\sqrt{A_s L_s C}} \quad (IV.28)$$

Împărțind membru cu membru expresia (IV.28) prin (IV.12) și explicitând în raport cu L_s , obținem:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_{s \max} \sqrt{A_s}} \quad (IV.29)$$

În cazul caracteristici de frecvență crescătoare ($d_s^2 < 2$), frecvența de lucru superioară ω_s este egală cu $\omega_{s \max}$ iar formula definitivă pentru determinarea inductanței de scăpări a transformatorului cu sbunt în înfășurarea secundară, va fi:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{\frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s}}} \quad (IV.30)$$

Deoarece expresia (IV.27) are în fața radicalului semnele \pm , înseamnă că dacă valoarea de sub radical nu este egală cu zero, vor rezulta două valori posibile pentru p_s , ceea ce corespunde la două valori ale inductanței de scăpări. În mod normal în formula (IV.27), în fața radicalului se ia semnul minus; deoarece astfel rezultă o inductanță de scăpări mai mică și un coeficient de transfer al tensiunii mai mare. Semnul plus trebuie să se ia doar în cazurile când inductanța de scăpări obținută în cazul semnelui minus este prea mică și deci nu se poate realiza, din punct de vedere constructiv.

Pentru transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară

$$R'_2 = \infty; A_s = 1 \quad (\text{IV.31})$$

Substituind aceste valori în (IV.1c) se obține:

$$d_s = \frac{R_s}{p_s} \quad (\text{IV.32})$$

De aici:

$$p_s = \frac{R_s}{d_s} \quad (\text{IV.33})$$

Substituind în expresia (IV.30) valorile lui A_s și p_s din expresiile (IV.31) și (IV.33) deducem inductanța de scăpări necesară pentru transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară:

$$L_s = \frac{R_s}{\omega_s} \sqrt{\frac{1}{d_s^2} - 0,5} \quad (\text{IV.34})$$

În lipsa shuntului, există doar o singură valoare a inductanței de scăpări ce corespunde caracteristicii de frecvență propusă. Această valoare, determinată de expresia (IV.34), este totdeauna mai mică decât ambele valori ale inductanței de scăpări a transformatorului cu shunt, obținute din expresia (IV.30).

Deaceia, shuntarea înfășurării secundare, în afară de mărirea stabilității etajului, simplifică deseori și ușurează construcția transformatorului, deoarece obținerea valorilor foarte mici ale factorului de dispersiune, este legată de complicarea construcției și mărirea costului transformatorului.

În cazul când caracteristica de frecvență a transformatorului nu trebuie să aibă pantă pozitivă în banda frecvențelor de lucru superioare, determinarea inductanței de scăpări necesară se face pe altă cale. Caracteristica de frecvență fără creștere, se obține la orice valoare a coeficientului d_s^2 , mai mare decât 2 (fig. IV.3).

Totuși, din punct de vedere al coeficientului de transfer, sau al limitei superioare a benzii de frecvență folosite valoarea d_s^2 nu este indiferentă. În fig. IV.7 este reprezentată familia caracteristicilor de frecvență ale transformatorului cu sarcină capacitivă, la frecvențe superioare, pentru diferite valori d_s^2 și pentru un raport de transformare constant. Pe abscisă este trecută pulsația în locul coeficientului auxiliar p_s . Din aceste caracteristici rezultă că pentru valori $d_s^2 > 2$, frecvența superioară folosită este redusă. La frecvențele medii, coeficientul de transfer determinat de raportul de transformare, este identic pentru toate caracteristicile indicate în figură.

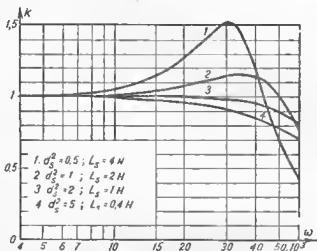


Fig. IV.7. Familia caracteristicilor de frecvență ale transformatorului cu sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare, pentru un raport de transformare constant și pentru diferite valori ale decrementului, obținute prin variația inductanței de scăpări.

Deaceia, dacă se urmărește o caracteristică de frecvență fără creștere la frecvențele superioare, trebuie să se ia $d_s^2 = 2$, fiindcă prin aceasta se obține cea mai largă bandă de trecere la amplificarea respectivă, sau amplificarea maximă posibilă la frecvența de lucru superioară propusă.

Substituind în (IV.18) valoarea $d_s^2 = 2$ și rezolvând în raport cu p_s obținem:

$$p_s = \frac{\omega}{\omega_2} = \sqrt{M_s^2 - 1}. \quad (\text{IV.35})$$

Înlocuind în expresia (IV.35) w'_2 prin valoarea sa din expresia (IV.14) și înmulțind ambele părți ale egalității prin ρ_s rezultă :

$$\rho_s w \sqrt{A_s L_s C'} = \rho_s \sqrt{M_s^2 - 1}. \quad (\text{IV.36})$$

Substituind valoarea ρ_s din (IV.12) și determinând de aici pe L_s , obținem formula de calcul pentru determinarea inductanței de scăpări a transformatorului sbuntat cu sarcină capacitivă, în cazul când caracteristica de frecvență nu trebuie să fie crescătoare la frecvențele superioare :

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s}}. \quad (\text{IV.37})$$

Aici ω_s este pulsația de lucru superioară, la care distorsiunile de frecvență ating valoarea M_s propusă, mai mare decât unitatea. Valoarea lui ρ_s se determină în acest caz prin expresia care se obține din relația (IV.27), punând $d_s^2 = 2$

$$\rho_s = \frac{a_s R_s}{\sqrt{2A_s}} \left(t \pm \sqrt{t^2 - \frac{2}{1 + a_s}} \right) \quad (\text{IV.38})$$

Formula de calcul pentru transformatorul fără shunt se obține substituind în (IV.37) valorile A_s și ρ_s , conform cu (IV.31) și (IV.33) :

$$L_s = \frac{R_s}{\omega_s d_s} \sqrt{M_s^2 - 1} = \frac{R_s}{\omega_s \sqrt{2}} \sqrt{M_s^2 - 1}. \quad (\text{IV.39})$$

Pentru simplificarea construcției transformatorului și pentru ieftinirea lui, uneori nu este indicat ca la calculul constructiv să se ajusteze inductanța de scăpări, după mărimea obținută din calculul electric. Mult mai simplu este să se adopte pentru transformator valoarea inductanței de scăpări care se obține la așezarea obișnuită a înfășurărilor în straturi.

Pentru obținerea caracteristicii de frecvență propuse, cu valoarea inductanței de scăpări care se obține prin construcția simplă a transformatorului, trebuie să se ia o valoare determinată pentru α_s . Valoarea necesară pentru α_s se poate găsi prin rezolvarea expresiei (IV.30) în raport cu α_s , și prin substituirea valorii ρ_s din (IV.27), de unde :

$$\alpha_s = \frac{\left(\frac{\omega_s L_s}{R_s}\right)^2}{\frac{d_s^2}{2} + \frac{\omega_s L_s}{R_s} \sqrt{d_s^2 - \frac{d^4}{2} - 1}} - 1. \quad (\text{IV.40})$$

Pentru transformatorul cu caracteristică de frecvență fără ascendență ($d_s^2 = 2$), formula pentru determinarea lui α_s poate fi obținută, prin același metodă, din expresia (IV.37). Ea are forma :

$$\alpha_s = - \frac{\left(\frac{\omega_s L_s}{R_s}\right)^2}{\sqrt{M_s^2 - 1} \left(\sqrt{2} \frac{\omega_s L_s}{R_s} - \sqrt{M_s^2 - 1} \right)} \quad (\text{IV.41})$$

În formulele (IV.40) și (IV.41) se substitue valoarea induc-
tanței de scăpări, care se obține în cazul celei mai simple și
mai ieftine construcții a înfășurărilor transformatorului. Ca să
se determine cu aproximație această valoare, inițial trebuie să se
găsească aproximativ valoarea inductanței înfășurării primare
 L_1 , din expresia (IV.3), neglijând influența shuntului, a cărui
valoare este încă necunoscută. Inductanța de scăpări pentru
construcția simplă a înfășurărilor, când se folosesc pentru miez
oțeluri obișnuite de transformator, poate fi considerată egală cu
0,01 din inductanța înfășurării primare. Desigur că un astfel de
calcul aproximativ trebuie să fie precizat apoi în cursul calcu-
lului constructiv al transformatorului.

Aspectul general al caracteristicii de frecvență a transfor-
matorului cu sarcină capacitivă este cel al umbrelor din fig. IV.8.

Pentru determinarea caracteristicii de fază în domeniul frec-
vențelor superioare să se calculeze diferența de fază dintre ten-
siunea U'_{2s} și f.e.m. a generatorului U , luând valoarea U'_{2s} din
expresia (IV.6):

$$\frac{U'_{2s}}{U} = \frac{1}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{K_2} - \omega^2 L_s C' + j \left[\frac{\omega L_s}{R_2} + \omega C' (R + r_1 + r'_2) \right]} \quad (\text{IV.42})$$

Făcând numitorul real și luând raportul părții imaginare
față de cea reală se va obține :

$$\text{tg } \varphi_s = - \frac{\frac{\omega L_s}{K_2} + \omega C' (R + r_1 + r'_2)}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R_2} - \omega^2 L_s C'} \quad (\text{IV.43})$$

Folosind pentru simplificarea calculului noiațiile din relațiile (IV.9)–(IV.16), formula devine:

$$\operatorname{tg} \varphi_s = -\frac{p_s \rho_s'}{1 - \rho_s^2} \quad (\text{IV.44})$$

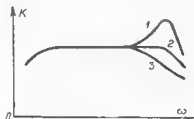


Fig. IV.8. Aspectul caracteristicii de frecvență a transformatorului cu sarcină capacitivă: 1) $d_s^2 < 2$; 2) $d_s^2 = 2$; 3) $d_s^2 > 2$.

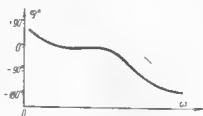


Fig. IV.9. Caracteristica de fază a transformatorului cu sarcină capacitivă.

Expresia obținută dovedește că în zona frecvențelor superioare tensiunea de ieșire este în urma tensiunii generatorului, adică decalajele de fază sunt negative. Pentru valori mici ale lui p_s (frecvențe medii), unghiul de defazaj este aproape de 0. La $p_s = 1$ el atinge -90° , iar când frecvența crește, tind spre valoarea -180° dela frecvențele foarte înalte. Aspectul general al caracteristicii de fază a etajului cu transformator cu sarcină capacitivă este cel al curbelor din fig. IV,9.

Comparând caracteristicile de fază ale transformatorului cu sarcină rezistivă și cu sarcină capacitivă rezulă că la frecvențele superioare, transformatorul cu sarcină capacitivă produce un decaiaj mai mare, și că această diferență tinde spre 90° la frecvențe foarte ridicate.

La transformatorii de joasă frecvență, folosiți în aparatul electroacustic, se pot admite, din punctul de vedere al calității reproducerii, defazaje destul de mari, deoarece urechea omenească sczisează greu diferențe de fază a componentelor oscilației. Deaceea, în aparatul electroacustic obișnuit este pe deplin admisă folosirea transformatorilor, atât cu sarcină rezistivă, cât și cu sarcină capacitivă.

Este necesar să se noieze că la frecvențe foarte ridicate, care ies cu mult în afara limitelor benzii frecvențelor de lucru, defazajele produse de transformatori, chiar și de cei cu sarcină rezistivă, pot atinge câteva sute de grade. Aceasta se explică prin rezonanțele parțiale ale înfășurărilor transformatorului, cauzate de capacitățile dintre secții și dintre înfășurări, inductanța și capacitatea montajului și chiar a tubului etajului. Transformatorul cu sarcină capacitivă produce defazaje și mai mari.

Deaceea, folosirea transformatorilor, fie chiar cu sarcină rezistivă, este foarte dificilă în cazurile când amplificatorii proiectați sunt prevăzuți cu reacție negativă, folosită la amplificatorii actuali pentru îmbunătățirea proprie-

taților electrice. Stabilitatea funcționării amplificatorului cu reacție negativă cere ca defazajele din circuitul cu reacție să fie reduse. Această condiție impune eliminarea transformatorilor în circuitele cu reacție negativă pronunțată, și ne obligă în aceste cazuri să folosim etajele cuplate prin rezistență.

În cazurile când folosirea transformatorilor este totuși necesară în circuitele cu reacție negativă, se adoptă transformatori cu o sarcină pur rezistivă, căutând pe cât posibil să se micșoreze componenta lor capacitivă. Transformatorii cu sarcină capacitivă nu sunt folosiți deloc în etajele cu reacție negativă, pentru motivele expuse mai sus.

Formulele pentru determinarea defazajelor produse de transformatori în banda frecvențelor de lucru superioare, care au fost deduse în paragraful II. 4. și în prezentul paragraf, pot fi aplicate pentru calculul caracteristicii de fază doar în banda frecvențelor de lucru și la frecvențe care nu depășesc mult frecvența de lucru superioară. În cazul când este necesar a cunoaște caracteristica de fază a etajului cu transformatori, până la frecvențe de ordinul a 100 kHz și mai sus, ea trebuie să fie determinată prin măsurările făcute asupra prototipului aparatului, în loc de a fi calculată.

§ IV. 4. Determinarea raportului de transformare

Pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, capacitatea totală care încarcă înfășurarea secundară este propusă în prealabil. Această capacitate, după cum s'a indicat în paragraful II. 1, este egală cu suma capacității transformatorului, a capacității sarcinii și a capacității montajului. Rezistența sursei, dela care trebuie să se alimenteze transformatorul, este de asemenea propusă în prealabil. Deaceia raportul de transformare de care depinde valoarea capacității C' , determină decrementul circuitului și prin urmare și aspectul caracteristicii de frecvență.

Pentru determinarea raportului de transformare, la care caracteristica de frecvență va avea o pantă anumită la frecvențele superioare, se înlocuiește în relația (IV.28) capacitatea raportată prin valoarea ei:

$$w_{s\max} \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\sqrt{A_s L_s C'}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{n \sqrt{A_s L_s C}} \quad (IV.45)$$

De aici se calculează raportul de transformare pentru transformatori cu shunt în înfășurarea secundară și cu o anumită pantă la frecvențele superioare

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{w_s \sqrt{A_s L_s C}} \quad (IV.46)$$

deoarece în cazul caracteristicii cu pantă pozitivă, frecvența de lucru superioară este egală cu frecvența amplificării maxime.

În cazul caracteristicii de frecvență fără pantă ($d_s^2 = 2$), raportul de transformare al transformatorului cu shunt se va determina din expresia (IV.15), substituind în ea valoarea d_s din relația (IV.35) și înlocuind ω prin pulsația de lucru superioară ω_s :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \frac{\sqrt[4]{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C}} \quad (\text{IV.47})$$

Din expresiile (IV.46) și (IV.47) rezultă că mărirea inductanței de scăpări provoacă micșorarea raportului de transformare și prin urmare și a amplificării etajului. De aceea, după cum s'a indicat în paragraful precedent, între cele două valori posibile ale inductanței de scăpări trebuie să se aleagă valoarea mai mică, dacă această valoare este admisibilă din punct de vedere constructiv.

Legătura dintre inductanța de scăpări, raportul de transformare și α_s , la anumite caracteristici de frecvență (adică la o valoare determinată pentru d_s^2) rezultă din fig. IV.10. Aici sunt trecute pe abscisă la scara lineară valorile inductanței de scăpări, obținute prin calcul, pentru diferite valori ale lui α_s ; pentru valoarea ce corespunde valorii critice a lui d_s^2 , pentru o valoare mai mare decât cea critică și pentru $\alpha_s = \infty$ (în acest caz shuntul lipsește). Pe ordonată, sunt deasemenea notate prin puncte, la scară lineară, valorile coeficientului de transfer al tensiunii, proporționale cu produsul nA_s , calculate pentru valorile inductanței de scăpări obținute mai sus.

Din această figură se vede clar că inductanța de scăpări trebuie să fie minimă, dacă în înfășurarea secundară a transformatorului lipsește shuntul ($\alpha_s = \infty$) factorul de transfer și factorul de amplificare ai etajului sunt în acest timp maximi. La valorile lui α_s mai mici decât infinitul, dar mai mari decât cea critică, fiecărei valori α_s îi corespund două valori L_s . Totodată dacă L_s este mai mic, factorul de transfer sau factorul de amplificare sunt mai mari. La valoarea cri-

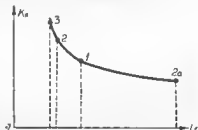


Fig. IV.10. Legătura între α_s , L_s și factorul de amplificare al transformatorului cu sarcină capacitivă: 1) valoarea critică α_s ; 2—2 a) α_s mai mare decât valoarea critică; 3) $\alpha_s = \infty$ (shuntul lipsește).

tică pentru α_s , precum și în lipsa shuntului, caracteristica de frecvență propusă poate fi obținută numai pentru o singură valoare L_s .

Pentru transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară, raportul de transformare poate fi calculat după formulele (VI.46) și (IV.47) presupunând $A_s = 1$. În acest scop se mai poate folosi, expresia (IV.32), din a cărei transformare se obține :

$$d_s = \frac{R_s}{p_s} = R_s \sqrt{\frac{C}{L_s}} = R_s n \sqrt{\frac{C}{L_s}} \quad (\text{IV.48})$$

De aici se poate determina raportul de transformare al transformatorului fără shunt, necesar pentru obținerea caracteristicii de frecvență propuse :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} \quad (\text{IV.49})$$

Formula (IV.49) poate fi folosită pentru transformatorul neshuntat, cu caracteristica de frecvență de orice formă.

§ IV. 5. Factorul de amplificare

Din schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvențele medii (fig. II. 6), aplicabilă și la transformatorul cu sarcină capacitivă, se determină ușor factorul de transfer al tensiunii, la frecvențele medii :

$$k_o = \frac{U'_{20}}{U} = n \frac{U'_{20}}{U}. \quad (\text{IV.50})$$

Din aceeași schemă rezultă că :

$$U'_{20} = U \frac{R'_2}{R + r_1 + r'_2 + k'_2}. \quad (\text{IV.51})$$

Substituind în relația (IV.50) valoarea obținută U'_{20} și aplicând notațiile (IV.9) — (IV.11) se obține formula de calcul pentru determinarea factorului de transfer al tensiunii, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă și shunt în înfășurarea secundară,

$$k_o = n \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = n A_s. \quad (\text{IV.52})$$

Dacă sursa de tensiune a transformatorului este un tub electronic, forța ei electromotoare se poate considera egală cu μU_g și factorul de amplificare al etajului cu transformatori shunțați în secundar se va determina din expresia :

$$K_o = \frac{U_{20}}{U_g} = \mu n A_s. \quad (\text{IV.53})$$

Dacă shuntul lipsește în înfășurarea secundară, A_s devine egal cu unitatea și factorul de transfer al transformatorului se calculează după formula :

$$k_o = n. \quad (\text{IV.54})$$

Factorul de amplificare al etajului, din aceleași considerente va fi :

$$K_o = \mu n. \quad (\text{IV.55})$$

§ IV. 6. Determinarea rezistenței înfășurărilor.

Valoarea randamentului transformatorului pe baza căreia s'a determinat rezistența înfășurărilor transformatorului cu sarcină rezistivă, nu poate fi folosită în acest scop pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, deoarece sarcina acestuia nu are componentă rezistivă (dacă în înfășurarea secundară lipsește shuntul). Deaceia, în cazul de față rezistența înfășurărilor trebuie determinată după alte considerente.

Din analiza expresiei (IV.54) rezultă că rezistența înfășurărilor influențează asupra factorului de transfer al transformatorului. Pentru a dovedi aceasta, să substituim în expresia (IV.54) valoarea lui n din (IV.49) :

$$k_o = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}}. \quad (\text{IV.56})$$

Notăm prin k_{ot} amplificarea teoretică, ce ar avea loc dacă rezistența înfășurărilor transformatorului ar fi egală cu zero. În acest caz R_s , după cum se vede cu ușurință din expresia (IV.9), va fi egală cu R , de unde obținem :

$$k_{ot} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{k^2 C}}. \quad (\text{IV.57})$$

Inductanța de scăpări L_s , necesară pentru obținerea caracteristicii de frecvență propuse, depinde deasemenea de impe-

danța circuitului. Substituind valoarea ei din expresia (IV.34) în formulele (IV. 56) și (IV, 57), rezultă:

$$k_o = \sqrt[4]{\frac{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}}{\omega_s^2 R_s^2 C^2}} \quad (\text{IV.58})$$

$$k_{ot} = \sqrt[4]{\frac{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}}{\omega_s^2 R^2 C^2}} \quad (\text{IV.59})$$

Deci, coeficientul de utilizare a amplificării ξ , egal cu raportul dintre prima expresie și cea de a doua, va fi:

$$\xi = \frac{k_o}{k_{ot}} = \sqrt{\frac{R}{R_s}} = \sqrt{\frac{R}{R + r_1 + r'_2}} \quad (\text{IV.60})$$

De aici scoatem pe $r_1 + r'_2$:

$$r_1 + r'_2 = R \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) \quad (\text{IV.61})$$

Pentru obținerea factorului de amplificare maxim al etajului cu transformatori, suma rezistențelor $r_1 + r'_2$ trebuie să fie minimă. În cazul funcționării în clasă A, în care lucrează toți transformatorii cu sarcină capacitivă, valoarea minimă a sumei rezistențelor înălșurărilor se obține când componentele sunt egale. Această se poate dovedi cu ușurință prin metoda lui Lagrange la determinarea raportului optim al rezistențelor înălșurărilor transformatorului cu sarcină rezistivă (vezi § II.5).

Din cele expuse rezultă că pentru utilizarea optimă a cuprului necesar construcției transformatorului, rezistența înălșurării primare trebuie să se ia egală cu rezistența raportată a înălșurării secundare. Deaceia, formulele de calcul după care se determină rezistența înălșurărilor transformatorului, au forma:

$$r_1 + r'_2 = \frac{R}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right);$$

$$r_2 = r'_2 n^2 \quad (\text{IV.62})$$

Factorul de utilizare ξ în cazurile obișnuite trebuie să se ia aproximativ 0,7 - 0,8; prin aceasta rezistența înălșurării primare rezultă egală cu (0,2 - 0,52) R . Când este necesar să se micșoreze cât mai mult greutatea și dimensiunile transformatorului,

factorul de utilizare se ia mai mic decât valoarea admisibilă. Când este necesară o amplificare mai mare, factorul de utilizare se mărește până la 0.9.

Când se face calculul constructiv al transformatorului, în funcție de rezistența înfășurării obținută din formula (IV.62), se alege conductorul pentru care înfășurarea va avea rezistența propusă. Dar alegerea conductorului este complicată prin faptul că, după cum arată măsurătorile, rezistența înfășurării în curent alternativ este mai mare decât rezistența în curent continuu.

Creșterea rezistenței înfășurării în curent alternativ este datorită mai multor cauze, dintre care se citează următoarele: pierderile în dielectric (în izolația conductorului și carcasa), efectul pelicular, rezonanțele parțiale ale straturilor și secțiilor înfășurărilor transformatorului.

Creșterea rezistenței cu frecvența nu se poate calcula, deoarece depinde de un mare număr de cauze. La frecvențele acustice joase și medii până la $1 \div 2$ kHz, ea este practic neglijabilă. La frecvențele acustice superioare ($7 \div 16$ kHz), rezistența înfășurărilor în curent alternativ este de $1,1 \div 1,8$ ori mai mare decât rezistența în curent continuu; această creștere, în majoritatea cazurilor, poate fi deasemenea neglijată, deoarece rezistența înfășurărilor constituie doar o mică parte din rezistența totală a circuitului, care determină atenuarea sa.

La calculul transformatorilor cu limita superioară a frecvențelor de lucru de aproximativ câteva zeci sau sute de kHz, trebuie să se cunoască valoarea creșterii rezistenței înfășurărilor în apropiere de limita superioară a benzii, deoarece aici rezistența poate să crească de mai multe ori. În acest caz, trebuie să se verifice experimental creșterea rezistenței la frecvențele superioare, pe prototip. Măsurătorile pot fi executate simplu cu un Q-metru. Rezistența înfășurărilor poate fi determinată și prin calcul după valoarea variului caracteristicii, ridicând caracteristica de frecvență a prototipului transformatorului, prin încărcarea lui cu o capacitate corespunzătoare și alimentându-l de la o sursă cu rezistență internă apropiată de 3.

Transformatorii care debitează pe o sarcină capacitivă sunt aproape totdeauna ridicători de tensiune și au deseori raportul de transformare foarte mare. De aceea, rezistența înfășurării secundare calculată după formula (IV.62) rezultă uneori de aproximativ $10000 \div 50000 \Omega$ (vezi exemplele de calcul din paragraful IX, din prezentul capitol). Când se face calculul constructiv al transformatorului, se constată că pentru obținerea unei astfel de rezistențe a înfășurării, este necesară o sârmă prea subțire, care sau nu are o suficientă rezistență mecanică, sau lipsește din standardul conductorilor. În aceste cazuri trebuie să se mărească diametrul conductorului înfășurării respective, până la diametrul minim admisibil din punct de vedere al rezistenței mecanice (vezi § XV.5) și să se micșoreze diametrul conductorului celeilalte înfășurări, sau să se introducă corecția de rezistență a înfășurării, în calculul electric, dacă aceasta este necesar.

§ IV. 7. Constanta de timp a transformatorului.

Pentru determinarea constantei de timp necesară în cazul transformatorului cu sarcină capacitivă, este suficient să se substituie în formula care determină constanta de timp, valorile L_1 și r_1 din expresiile (II.15) și (IV.62);

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{R_{si}}{k} \cdot \frac{2\bar{\xi}^2}{\omega_s (1-\bar{\xi}^2) \sqrt{M_1^2 - 1}} \quad (\text{IV.63})$$

După cum se vede din expresiile obținute, constanta de timp, deci și dimensiunile transformatorului, nu depind de limita superioară a benzii de trecere, ci sunt determinate numai de frecvența de lucru inferioară și de distorsiunile de frecvență, la această frecvență. Transformatorul care debitează pe o sarcină capacitivă sunt de obicei de mică putere, cu o inducție maximă în miez ce nu atinge valori periculoase din punct de vedere a distorsiunilor nelteare. Deaceea, nu este necesar să se mărească constanta de timp a transformatorului și dimensiunile lui, pentru reducerea distorsiunilor nelteare.

§ IV. 8 Variația factorului de amplificare cu frecvența superioară de lucru și cu decrementul și influența shuntării transformatorului

Transformatorii cu sarcină capacitivă sunt mai ales transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje, a căror funcție principală este de a mări cât mai mult, într-o anumită bandă de frecvențe, tensiunea ce se aplică. Pentru a determina variația factorului de amplificare în funcție de datele transformatorului și ale tubului, să transformăm expresia (IV.55), dată pentru factorul de amplificare al unui etaj cu transformatorii ne-shunțați:

$$\begin{aligned} K_0 = \mu n = \mu \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} &= \mu \sqrt{\frac{1}{\omega_s R_s C}} \sqrt[4]{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}} = \\ &= \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \sqrt[4]{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}}. \end{aligned} \quad (\text{IV.64})$$

De aici rezultă că amplificarea etajului cu transformatori fără shunt este direct proporțională cu rădăcina pătrată a coeficientului de calitate (produsul μS) al lămpii folosite și invers proporțională cu rădăcina pătrată a frecvenței superioare de lucru.

În cazul shuntării înfășurării primare a transformatorului prin rezistența R_1 , tubul etajului poate fi înlocuit printr'un tub echivalent cu alți parametri, raportând tubul și rezistența R_1 la

generatorul echivalent, Parametrii tubului echivalent se determină prin expresiile:

$$R_{ie} = R_i \frac{r_{R_1}}{R_i + R_1}; \quad \mu_e = \mu \frac{R_1}{R_i + R_1} = \mu \frac{a_1}{1 + a_1}; \quad (\text{IV.65})$$

$$S_e = \frac{\mu_e}{R_e} = S.$$

Totodată, după cum se vede cu ușurință din expresia (IV.64), factorul de amplificare al etajului se micșorează, în comparație cu transformatorul neshuntat, (se înmulțește cu $\sqrt{\frac{a_1}{1+a_1}}$). După cum s'a indicat în paragraful II.1 shuntarea înfășurării primare, nu mărește stabilitatea etajului de amplificare. Deaceia, nu este rațională în cazurile obișnuite.

Totuși, shuntul în înfășurarea primară este uneori folositor. Tuburile cu rezistență internă mare (de exemplu cele cu ecran), cu toate că au un factor de calitate foarte ridicat, sunt greu de folosit în etajele cu transformatori cu sarcină capacitivă, deoarece inductanța înfășurării primare a transformatorului, necesară când rezistența tubului este mare, nu poate obține valoarea decrementului necesar pentru caracteristica de trecență propusă pentru frecvențele ridicate.

Shuntând înfășurarea primară printr-o rezistență, pentru a reduce până la o valoare admisibilă, din punct de vedere constructiv, inductanța înfășurării primare, sau ceea ce este și mai indicat, folosind schema alimentării în paralel (prin reostat și transformatori), se poate obține un factor de amplificare ridicat și un transformator simplu de construit (vezi exemplul 2 paragraful VII. 4).

Shuntarea înfășurării secundare reduce deasemenea amplificarea etajului, după cum se poate vedea din expresia (IV.53), care se micșorează odată cu micșorarea lui α_1 . Shuntul înfășurării secundare mărește stabilitatea etajului și reduce parazitii și șgomotele care se aplică pe grila de comandă a tubului. Deaceia, cu toată reducerea amplificării, shuntarea înfășurării secundare este larg utilizată în practică. Dacă transformatorul de intrare sau de cuplaj lucrează pe un etaj amplificator cu reostat, se poate obține de obicei o funcționare stabilă, fără⁵¹ dificultăți, chiar și fără shunt în înfășurarea secundară. În cazurile când transformatorul lucrează pe un etaj cu transformator sau cu bobină de șoc, montajul se autoexcită mai ușor și shuntarea înfășurării secundare este utilă pentru mărirea stabilității. Pentru a nu reduce excesiv amplificarea, valoarea α_2 trebuie să se ia

de minimum 4-5; prin aceasta se obține o funcționare perfect stabilă a etajului corect proiectat.

Corectarea caracteristicii generale de frecvență a amplificatorului, prin panta caracteristicii transformatorului cu sarcină capacitivă, este mult mai indicată decât folosirea în acest scop a unui filtru special. În cazul corectării prin transformator se elimină necesitatea introducerii filtrului, ceea ce reduce costul instalației. Afară de aceasta, după cum o dovedește analiza, factorul de amplificare necesar instalației este mai mic.

Explicația este următoarea: când caracteristica de frecvență se corectează printr'un filtru special, acesta provoacă un decrement mic la frecvențele care trebuie amplificate; la frecvențele care trebuie atenuate, filtrul produce un decrement mai mare. Corecția prin transformator provoacă mărirea amplificării, la frecvențele care trebuie amplificate. Aceasta permite să se construiască amplificatorul cu un factor de amplificare mai mic la frecvențele medii, decât ar fi necesar în cazul corecției prin filtru.

Pentru a demonstra aceasta, să împărțim expresia (IV.64) prin (IV.20); prin transformări simple obținem:

$$K_{max} = \frac{K_0}{M_{smin}} = \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \sqrt{\frac{16 - 8d_s^2}{d_s^2(4 - d_s^2)^2}} \quad (IV.66)$$

De aici rezultă că micșorând pe d_s^2 , pentru același pulsăție a amplificării maxime $\omega_{smax} = \omega_s$, la pulsația de rezonanță amplificarea crește, devenind infinită dacă $d_s^2 = 0$. Micșorarea lui d_s poate fi realizată cu ușurință, prin micșorarea raportului de transformare. Cele spuse sunt ilustrate în fig. IV.11, în care sunt indicate caracteristicile de frecvență ale etajului cu transformator, pentru aceeași frecvență de amplificare maximă și diferite valori ale raportului de transformare.

Determinând valoarea maximă a factorului de amplificare (prin diferențierea expresiei (IV.64) în raport cu d_s^2) rezultă că la o caracteristică crescătoare, amplificarea va fi maximă, dacă $d_s^2 = 1$.

Totodată:

$$K_{0max} = 0.84 \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \quad (IV.67)$$

Prin urmare, dacă în cazul unui etaj cu transformator cu sarcină capacitivă, a cărui caracteristică este crescătoare la

frecvențele superioare, se cere ca amplificarea maximă posibilă să fie la frecvențele medii, valoarea d_s^2 trebuie să se ia egală cu unitatea. Panta caracteristicii va fi în acest caz de circa 0,15, ceea ce corespunde valorii $M_s = 0,866$ sau + 1,25 db.

În cazul unei caracteristici necrescătoare în banda frecvențelor superioare, factorul de amplificare al etajului se determină prin expresia care se obține substituind în (IV.55) valorile n și L_s , din relațiile (IV.49.) și (IV.39),

$$K_0 = \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \sqrt{4M_s^2 - 4}. \quad (IV.68)$$

Rezultă că factorul de amplificare al unui etaj cu transformator, cu sarcină capacitivă și caracteristică necrescătoare este cu atât mai mare, cu cât sunt mai mari distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența de lucru superioară. De exemplu, când amplificarea la frecvență superioară scade cu 1,25 db ($M_s = 1,155$), factorul de amplificare este;

$$K_0 = 1,04 \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}}. \quad (IV.69)$$

Comparând expresiile (IV.67) și (IV.69) se poate vedea că în cazul caracteristicii necrescătoare, la aceleași distorsiuni de frecvență (dar de semn contrar), amplificarea la frecvențele medii rezultă de 1,23 ori mai mare decât în cazul caracteristicii crescătoare. Deci corectarea caracteristicii provoacă o oarecare reducere a amplificării. Deaceia, când nu se cere etajului o caracteristică crescătoare pentru a corecta alte elemente ale instalației, ci se admite o reducere oarecare a amplificării în domeniul frecvențelor superioare, transformatorul trebuie să se facă cu o caracteristică necrescătoare propunându-se $d_s^2 = 2$.

În amplificatorii cu tensiuni de intrare scăzute, pentru mărirea raportului „semnal parazit” trebuie să se obțină o cât mai mare ridicare a tensiunii de la transformatorul de ieșire. Din formulele deduse rezultă că în aceste cazuri este preferabil să

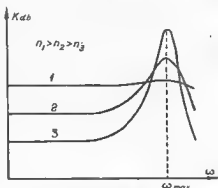


Fig. IV.11. Caracteristicile de frecvență ale unui etaj cu transformator cu sarcină capacitivă, pentru diferite valori ale raportului de transformare și pentru aceeași frecvență de lucru superioară.

se folosească un transformator cu sarcină capacitivă, deoarece în comparație cu transformatorul cu sarcină rezisivă, acesta dă, în aceleași condiții, o tensiune mult mai ridicată pe grila primului tub al amplificatorului.

Pentru a ilustra cele spuse se dă un exemplu. Capacitatea C , care înarcă înfășurarea secundară a transformatorului este de $100\mu\text{F}$, rezistența sursei de f.e.m. $R = 1000\ \Omega$, iar pulsația de lucru superioară $\omega_s = 5 \cdot 10^4$.

Dacă în aceste condiții se execută un transformator cu sarcină rezisivă, rezistența maximă a shuntului în secundar, se va determina din expresia:

$$R_{2\max} = \frac{1}{3\omega_s C} = \frac{1}{3 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 10^{-10}} = 66700\ \Omega$$

Presupunând $\eta = 0,75$ și $\alpha \approx 1$, pentru a obține o ridicare maximă a tensiunii, vom lua un raport de transformare conform cu (II.95):

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R}} = \sqrt{\frac{66700}{0,75 \cdot 1000}} = 9,44.$$

De aici, coeficientul de transfer al tensiunii maxime posibile se va determina din expresia (II.94):

$$k_{0\max} = \frac{1}{2} n \eta = \frac{1}{2} \cdot 9,44 \cdot 0,75 = 3,54.$$

În cazul transformatorului cu sarcina capacitivă, fără shunt în înfășurarea secundară și cu caracteristica de frecvență necrescătoare la frecvențele superioare, raportul de transformare se va determina calculând în prealabil inductanța de scăpări necesară. Presupunând $M_s = 1,06$, la frecvența de lucru superioară și factorul de utilizare $\xi = 0,8$, ceea ce corespunde unui transformator cu aproximativ aceeași constantă de timp, găsim:

$$R_s = \frac{R}{\xi^2} = \frac{1000}{0,8^2} = 1560\ \Omega; \quad L_s = \frac{R_s}{\omega_s \sqrt{2}} \sqrt{M_s^2 - 1} = \\ = \frac{1560}{5 \cdot 10^4 \cdot 1,414} \sqrt{1,06^2 - 1} = 1,31 \cdot 10^{-2}\ \text{H}.$$

Raportul de transformare, conform expresiei (IV.49) va fi:

$$n = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,31 \cdot 10^{-2}}{1560^2 \cdot 10^{-10}}} = 10,4$$

iar coeficientul de transfer, în cazul de față egal cu raportul de transformare, va fi:

$$k_0 = n = 10,4,$$

adică aproximativ de trei ori mai mare decât în cazul sarcinii rezistive.

Dacă transformatorul care debitează pe o capacitate va avea shunt în înfășurarea secundară, coeficientul de transfer al tensiunii se va reduce. De

exemplu, dacă $\alpha_s = 5$, la aceleași date ca în exemplul precedent, k_o rezultă egal cu 9,1, depășind totuși valoarea obținută în cazul transformatorului cu sarcină rezistivă.

Deaceia, transformatorii cu sarcină rezistivă trebuie să se folosească în etajele preamplificatoare, doar acolo unde aceasta se impune prin condițiile prezentate; de exemplu, necesitatea de a avea o impedanță de ieșire constantă, decalaje de fază reduse impuse de coeficienții de transfer mici. În celelalte cazuri, și mai ales pentru transformatorii de intrare din amplificatorii cu tensiune de intrare mică (amplificatorii microfonici, amplificatorii magnetofonelor, etc), se recomandă folosirea transformatorilor cu sarcină capacitivă și cu o caracteristică necrescătoare la frecvențe superioare ($d_s^2 = 2$). Problema dacă trebuie sau nu să se pună shunt în înfășurarea secundară se rezolvă pe baza considerațiilor expuse la începutul prezentului paragraf.

§ IV.9. EXEMPLE DE CALCUL.

Pentru a ușura folosirea formulelor obținute se dau câteva exemple caracteristice, privind calculul transformatorilor cu sarcină capacitivă.

Exemplul 1. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de intrare, pentru un amplificator de microfon cu tensiune de intrare scăzută. Prescripțiile tehnice și condițiile de funcționare sunt următoarele:

Rezistența interioară a sursei de l.e.m.	$R = 600 \Omega$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 50 \text{ Hz}$
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 10000 \text{ Hz}$
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența inferioară	$M_{ldb} = -0,75$
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența superioară	$M_{sdb} = -0,75$
Capacitatea de intrare a tubului pe care debitează transformatorul	$C_{int} = 10 \mu\text{F}$

Este de dorit să se obțină o cât mai mare ridicare a tensiunii de către transformator, deoarece acest fapt mărește gama frecvențelor de lucru ale difuzorului. Shuntul din înfășurarea secundară a transformatorului, pentru mărirea stabilității amplificatorului, nu este obligatoriu.

1. Valoarea distorsiunilor de frecvență este:

$$M_i = M_s = 10^{\frac{0,75}{20}} = 1,09$$

2. Determinăm rezistența înfășurărilor transformatorului, presupunând $\xi = 0,9$, pentru a obține o tensiune cât mai mare pe grila tubului de intrare:

$$r_1 = r_2 = \frac{R}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) = \frac{600}{2} \left(\frac{1}{0,9^2} - 1 \right) = 70 \Omega$$

3. Nu se va pune shunt în înfășurarea secundară, deoarece conform descripțiilor tehnice nu este obligatoriu; aceasta va permite să se obțină o tensiune mai mare pe grila tubului de intrare, ceea ce va mări gama de lucru a

amplificatorului. Inductanța necesară a înfășurării primare a transformatorului neshuntat, se calculează după formula:

$$L_1 = \frac{R + r_1}{\omega_i \sqrt{M_s^2 - 1}} = \frac{600 + 70}{6,28 \cdot 50 \sqrt{1,09^2 - 1}} \approx 5 \text{ H.}$$

4. Determinăm rezistența generatorului pentru frecvențele superioare:

$$R_s = R + r_1 + r_2 = 600 + 70 + 70 = 740 \text{ } \Omega,$$

5. Deoarece nu se cere o caracteristică de frecvență crescătoare la frecvențele superioare, luăm $d_s^2 = 2$, ceea ce permite să se obțină un raport de transformare maxim și prin urmare și ridicarea maximă a tensiunii prin transformator. În acest caz, inductanța de scăpări necesară se determină din expresia:

$$L_s = \frac{R_s}{\sqrt{2}\omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1} = \frac{740}{1,414 \cdot 6,28 \cdot 10^4} \sqrt{1,09^2 - 1} = 5,5 \cdot 10^{-3} \text{ H.}$$

6. Coeficientul de scăpări este:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{5,5 \cdot 10^{-3}}{5} = 1,1 \cdot 10^{-3}$$

Dacă se folosește pentru miezul transformatorului oțel aliat de transformator obișnuit, este foarte greu să se realizeze un astfel de coeficient de scăpări. În cazul de față, pentru micșorarea nivelului parazitilor și pentru micșorarea capacității proprii a transformatorului, trebuie să se folosească pentru miez permalloy. Deoarece acesta are o permeabilitate inițială ridicată (5000 și mai mult), obținerea unui coeficient de scăpări de aproximativ 0,01 nu prezintă greutăți.

7. Determinăm capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, presupunând capacitatea proprie a transformatorului ca fiind de circa $40 \mu\mu F$, iar capacitatea montajului de cca. $20 \mu\mu F$, deoarece transformatorul și montajul trebuie să fie ecranate:

$$C = C_{tr} + C_m + C_{int} = 40 + 20 + 10 = 70 \mu\mu F.$$

8. Determinăm raportul de transformare, necesar pentru obținerea caracteristicii de frecvență propuse:

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 5,5 \cdot 10^{-3}}{740^2 \cdot 70 \cdot 10^{-12}}} = 17.$$

9. Rezistența înfășurării secundare trebuie să fie:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 70 \cdot 17^2 = 20\,000 \text{ } \Omega$$

O rezistență atât de mare poate fi obținută pentru înfășurare numai dacă se folosește un conductor foarte subțire, de circa 0,03 mm, sau chiar mai subțire. Acest conductor are o rezistență mecanică prea mică (se rupe cu ușurință). De aceea, la calculul constructiv al transformatorului, pentru înfășurarea secundară se ia de obicei un conductor cu un diametru mai mare, care are rezistența mecanică suficientă (vezi paragraful XV. 5). Pentru a micșorarea rezistenței înfășurării secundare, provocată de mărirea diametrului conductoru-

lui, să nu se reflecteze asupra caracteristicii de frecvență a transformatorului, se poate micșora diametrul conductorului înfășurării primare, astfel ca suma rezistențelor $r_1 + r'_2$ să rămână egală cu 140 Ω , tot atât de simplu se poate introduce corecția și în calcul, substituind în formulele de calcul noua valoare a lui R_g .

10. Coeficientul de transfer al transformatorului calculat va fi:

$$k_g = n = 17.$$

Dacă tubul de intrare al amplificatorului ar fi o triodă, cu un factor de amplificare mare, și nu un tub cu ecran, cu capacitatea de intrare de 10 $\mu\mu F$ ca în exemplul nostru, capacitatea de intrare ar fi de $100 \div 150 \mu\mu F$. Atunci capacitatea totală care încarcă înfășurarea secundară ar crește aproximativ până la 200 $\mu\mu F$ iar raportul de transformare, deci și coeficientul de transfer, s'ar reduce până la:

$$n = k_g = \sqrt{\frac{2 \cdot 5,5 \cdot 10^{-3}}{740^2 \cdot 200 \cdot 10^{-12}}} = 10$$

în loc de 17; de aici se vede clar avantajul folosirii unui tub cu o capacitate de intrare scăzută, pentru amplificator cu o gamă de lucru mare și cu o tensiune de intrare scăzută. Tot atât de importantă este, în acest caz, conectarea corectă a capetelor înfășurării secundare și așezarea înfășurărilor pe transformator, deoarece aceasta permite să se micșoreze mult capacitatea proprie a transformatorului (vezi paragraful XV.3).

Exemplul 2. Să se calculeze parametrii electrice ai unui transformator de intrare, conform prescripțiilor tehnice și condițiilor de funcționare din exemplul 1, dar cu shunt în înfășurarea secundară, pentru mărirea stabilității amplificatorului.

1. Rezistența înfășurării primare, rezistența raportată a înfășurării secundare și rezistența generatorului pentru frecvențele superioare se determină după aceleași formule și vor avea aceeași valoare ca în exemplul 1 și anume:

$$r_1 = r'_2 = 70 \Omega; R_g = 740 \Omega.$$

2. Pentru obținerea unei caracteristici necrescătoare la frecvențele superioare, luăm $d_s^2 = 2$; dar fiindcă transformatorul are shunt în înfășurarea secundară, este necesar să se găsească valoarea minimă care poate fi adoptată pentru α_s în cazul valorii alese pentru d_s^2 :

$$\alpha_s \geq \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{2} - 1 = 1.$$

Prin urmare, pentru α_s se poate alege orice valoare care depășește unitatea; pentru a nu reduce mult factorul de amplificare, luăm $\alpha_s = 5$.

3. Calculăm rezistența raportată a sarcinii:

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 5 \cdot 740 = 3700 \Omega.$$

4. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare este:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(600 + 70)(70 + 3700)}{600 + 70 + 70 + 3700} = 568 \Omega.$$

5. Determinăm inductanța înfășurării primare a transformatorului, necesară pentru obținerea caracteristicii de frecvență propuse:

$$M_i = 1,09; \quad L_1 = \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{568}{6,28 \cdot 50 \sqrt{1,09^2 - 1}} = 4,18 \text{ H.}$$

Comparând rezultatul obținut cu inductanța necesară pentru înfășurarea primară a transformatorului neshuntat, vedem că în cazul shuntului, inductanța s'a micșorat de 1,18 ori.

6. Determinăm coeficientul auxiliar A_s :

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = \frac{5}{1 + 5} = 0,833.$$

7. Găsim valoarea impedanței caracteristice, pentru frecvențele superioare, dacă $\alpha_s^2 = 2$:

$$\begin{aligned} \rho_s &= \frac{\alpha_s R_s}{\sqrt{2A_s}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_s}} \right) = \\ &= \frac{5 \cdot 740}{\sqrt{2 \cdot 0,833}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + 5}} \right) = 528 \text{ (5216)}. \end{aligned}$$

La calculul impedanței caracteristice, înaintea rădăcinii se pune semnul minus, deoarece aceasta dă o valoare mai mică pentru inductanța de scăpări și prin urmare un raport de transformare mai mare. Pentru comparație, în paranteze este indicată valoarea care se obține, dacă înaintea rădăcinii se la semnul plus.

8. Determinăm inductanța de scăpări a transformatorului, necesară obținerii caracteristicii propuse:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{528 \cdot \sqrt{1,09^2 - 1}}{6,28 \cdot 10^4 \sqrt{0,833}} = 6,06 \cdot 10^{-3} \text{ (59,9} \cdot 10^{-5}) \text{ H,}$$

9. Coeficientul de scăpări al transformatorului este:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{6,06 \cdot 10^{-3}}{4,18} = 1,45 \cdot 10^{-3} \text{ (1,43} \cdot 10^{-2}).$$

10. Raportul de transformare al transformatorului cu shunt și cu caracteristică necrescătoare la frecvențele superioare se determină din formula:

$$\begin{aligned} n = \frac{\omega_2}{\omega_1} &= \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C}} = \frac{\sqrt{1,09^2 - 1}}{6,28 \cdot 10^4 \sqrt{0,833 \cdot 6,06 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^{-12}}} = \\ &= 17,6 \text{ (5,61)}. \end{aligned}$$

11. Coeficientul de transfer al transformatorului este:

$$k_a = n A_s = 17,6 \cdot 0,833 = 14,7 \text{ (4,68)}.$$

12. Rezistența shuntului din înfășurarea secundară și rezistența înfășurării secundare sunt determinate din expresiile:

$$R_2 = R_2'^2 = 3700 \cdot 17,6^2 \approx 1,2 \cdot 10^6 \, \Omega \, (1,2 \cdot 10^5 \, \Omega)$$

$$r_2 = r_2' t^2 = 70 \cdot 17,6^2 \approx 22000 \, \Omega \, (2200 \, \Omega).$$

Comparând rezultatele obținute cu datele exemplului 1 (transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară) vedem că shuntarea înfășurării secundare a transformatorului, printr-o rezistență de $1,2 \, \text{M}\Omega$, a redus ridicarea tensiunii, de către transformator, de 1,16 ori, dar a permis mărirea coeficientului de scăpări de 1,32 ori. În cazul shuntării înfășurării secundare printr-o rezistență de $0,12 \, \text{M}\Omega$ (se ia plus înaintea radicalului, în expresia pentru determinarea impedenței caracteristice), coeficientul de transfer al transformatorului se micșorează de 3,67 ori, dar coeficientul de scăpări crește de 13 ori, alinând aproximativ 1,5%.

Exemplul 3. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de cuplaj între etaje, pentru următoarele prescripții tehnice și condiții de funcționare:

Rezistența interloară a tubului	$R = 10^4 \, \Omega$
Factorul static de amplificare al tubului	$\mu = 20$
Capacitatea de înțirire a tubului	$C_{int} = 40 \, \mu\mu F$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 100 \, \text{Hz}$
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 6000 \, \text{Hz}$
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența inferioară	$M_{ldb} = -0,5$
Creșterea caracteristicii la frecvența de lucru superioară	$M_{sdb} = +3$
Materialele miezului, oțel de transformator.	

1. Cunoscând coeficientul de utilizare $\alpha = 0,75$ calculăm rezistența înfășurării primare și rezistența raportată a înfășurării secundare:

$$r_1 = r_2' = \frac{R}{2} \left(\frac{1}{\alpha^2} - 1 \right) = \frac{10^4}{2} \left(\frac{2}{0,75^2} - 1 \right) = 4400 \, \Omega.$$

2. Rezistența generatorului pentru frecvențele superioare este:

$$R_s = R + r_1 + r_2' = 10^4 + 4400 + 4400 = 1,88 \cdot 10^4 \, \Omega.$$

3. Transformând valoarea distorsiunilor de frecvență pentru frecvențele superioare, din decibeli în raport, găsim valoarea lui d_s^2 necesară pentru obținerea creșterii caracteristicii propuse:

$$M_s = 10^{-\frac{3}{20}} = 0,71; \quad d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} = \\ = 2 - 2\sqrt{1 - 0,71^2} = 0,59.$$

Aceeași valoare pentru d_s^2 poate fi calculată după curba din fig. IV.5, pentru $M_s = 0,71$.

4. Calculăm valoarea lui α_s minimă admisibilă, pentru creșterea respectivă a caracteristicii:

$$\alpha_s \geq \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{0,59} - 1 = 5,78.$$

5. Determinăm capacitatea totală care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, presupunând cu aproximație capacitatea proprie a transformatorului $C_{tr} = 50 \mu F$, iar capacitatea montajului $C_m = 15 \mu F$. Pentru acordarea transformatorului, necesară obținerii unei rezonanțe pronunțate la frecvențe superioare, se prevede în înfășurarea secundară un condensator de reglaj, cu valoarea medie a capacității $C_r = 25 \mu F$.

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m + C_r = 40 + 50 + 15 + 25 = 130 \mu F.$$

Calculul se poate continua pe două căi. Se poate pleca de la valoarea α care depășește valoarea minim admisibilă calculată la punctul 4 și se determină în funcție de α_s cunoscut, inductanța de scăpări și celelalte mărimi. În al doilea caz se poate pleca de la un coeficient de scăpări, realizabil cu ușurință din punct de vedere constructiv, și se calculează inductanța de scăpări, spre a determina după aceea valoarea α_s , necesară obținerii caracteristicii propuse și prin urmare și valoarea rezistenței shuntului. Pentru a se înțelege mai bine, se va conduce calculul până la sfârșit, întâi după prima metodă, iar după aceea după a doua metodă.

6. Plecăm de la valoarea $\alpha_s = 8$, care este mai mare decât valoarea minimă admisibilă, egală cu 5,78, și găsim pe A_s :

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = \frac{8}{1 + 8} = 0,889.$$

7. Determinăm valoarea necesară a impedanței caracteristice, pentru caracteristica crescătoare:

$$\begin{aligned} \rho_s &= \frac{\alpha_s d_s R_s}{2\sqrt{A_s}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{d_s^2 (1 + \alpha_s)}} \right] = \\ &= \frac{8 \cdot \sqrt{0,59 \cdot 18800}}{2 \cdot \sqrt{0,889}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0,59 (1 + 8)}} \right) = 3,07 \cdot 10^4. \end{aligned}$$

8. Calculăm valoarea necesară a inductanței de scăpări a transformatorului:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{3,07 \cdot 10^4 \sqrt{1 - \frac{0,59}{2}}}{6,28 \cdot 6000 \sqrt{0,889}} = 0,726 \text{ H}.$$

9. Obținem raportul de transformare din expresia:

$$n = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{0,59}{2}}}{6,28 \cdot 6000 \sqrt{0,889 \cdot 0,726 \cdot 130 \cdot 10^{-12}}} = 2,43.$$

10. Rezistența raportată a shuntului este:

$$R'_s = \alpha_s R_s = 8 \cdot 18800 = 150400 \Omega.$$

11. Rezistența generatorului echivalent, pentru frecvențele inferioare, este;

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(10\,000 + 4400)(4400 + 150\,000)}{10\,000 + 4400 + 4400 + 150\,000} = 13\,200 \, \Omega$$

12. Inductanța necesară a înfășurării primare a transformatorului se determină din expresia:

$$M_{idb} = -0,5; \quad M_i = 1,06; \quad L_1 = \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} =$$

$$= \frac{13\,200}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 60 \, \text{H}.$$

13. Rezistența shuntului din înfășurarea secundară este:

$$R_3 = R'_2 n^2 = 1,5 \cdot 10^5 \cdot 2,43^2 \approx 0,9 \cdot 10^6 \, \Omega.$$

14. Rezistența înfășurării secundare este:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 4400 \cdot 2,43^2 = 26\,000 \, \Omega.$$

15. La frecvențele medii factorul de amplificare al etajului pentru transformatorul calculat este:

$$K_0 = \mu n A_s = 20 \cdot 2,43 \cdot 0,889 = 43,2.$$

Continuăm calculul dela punctul 5, plecând dela un coeficient de scăpări ușor de realizat din punct de vedere constructiv. Deoarece materialul miezului este oțel de transformator, coeficientul de scăpări, în cazul înfășurării obișnuite (stratificate, nealterate), poate avea o valoare de circa 1%, care se va adopta pentru calculul ulterior.

6 a. Calculăm valoarea aproximativă a inductanței necesare a înfășurării primare, neglijând influența shuntului din înfășurarea secundară:

$$L_1 \approx \frac{R + r_1}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{10\,000 + 4400}{6,28 \cdot 100 \cdot \sqrt{1,06^2 - 1}} = 65 \, \text{H}.$$

7 a. Plecând dela valoarea inductanței de scăpări de 1% din inductanța înfășurării primare, adică 0,65 H, determinăm valoarea α_s necesară obținerii caracteristicii de frecvență propuse:

$$\alpha_s = \frac{\left(\frac{\omega_s L_s}{R_s}\right)^2}{\frac{\omega_s^2}{2} + \frac{\omega_s L_s}{R_s} \sqrt{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2} - 1}} - 1 =$$

$$= \frac{\left(\frac{6,28 \cdot 6000 \cdot 0,65}{18\,800}\right)^2}{\frac{0,59^2}{2} + \frac{6,28 \cdot 6000 \cdot 0,65}{18\,800} \sqrt{0,59^2 - \frac{0,59^4}{2} - 1}} - 1 = 1,7.$$

8a. Determinăm pe A_s :

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = \frac{11,7}{1 + 11,7} = 0,922.$$

9a. Rezistența raportată a shuntului este :

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 11,7 \cdot 18\,800 = 220\,000 \, \Omega.$$

10a. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare :

$$R_{el} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(10\,000 + 4400)(4400 + 220\,000)}{10\,000 + 4400 + 4400 + 220\,000} = 13\,500 \, \Omega.$$

11a. Valoarea exactă a inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului este :

$$L_1 \gg \frac{R_{el}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{13\,500}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 62 \, \text{H}.$$

12a. Raportul de transformare necesar :

$$n = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{0,59}{2}}}{6,28 \cdot 6000 \sqrt{0,922 \cdot 0,65 \cdot 130 \cdot 10^{-12}}} = 2,52.$$

13a. Rezistența shuntului din înfășurarea secundară :

$$R_2 = R'_2 n^2 = 220\,000 \cdot 2,52^2 \approx 1,4 \cdot 10^6 \, \Omega.$$

14a. Rezistența înfășurării secundare :

$$r_2 = r'_2 n^2 = 4400 \cdot 2,52^2 \approx 28\,000 \, \Omega.$$

15a. Factorul de amplificare al etajului :

$$K_0 = \mu n A_s' = 20 \cdot 2,52 \cdot 0,922 = 46,5$$

CAPITOLUL V

TRANSFORMATORII ALIMENTAȚI DELA O SURSĂ DE TENSIUNE CU REACTANȚĂ INDUCTIVĂ

§ V.1. Schema echivalentă

Transformatorii de intrare din amplificatori lucrează deseori alimentați de la surse de tensiune care, în afară de rezistență, au și inductanță. Exemple sunt: doza electromagnetică sau electrodinamică, sau tot felul de generatori electrodinamici și electromagnetici, larg utilizați în tehnica măsurătorilor și în aparatele de înregistrare.

La frecvențele de lucru joase și medii, impedanța acestei surse are de obicei o componentă inductivă redusă care poate fi neglijată. La frecvențele de lucru superioare, componenta inductivă este însă atât de mare, încât impedanța sursei are un caracter inductiv. Această sursă se va numi în viitor sursă cu reactanță inductivă.

Transformatorul alimentat de la o sursă cu reactanță inductivă poate avea în domeniul frecvențelor superioare atât sarcină rezistivă, cât și capacitivă; în practică sarcina inductivă nu se întâlnește. Schemele echivalente complete, pentru sarcini rezistive și capacitive, sunt indicate în fig. V. 1. Neglijând componenta inductivă a impedanței sursei la frecvențele joase și medii, se vor obține schemele echivalente respective, care nu diferă într-un nimic de schemele corespunzătoare ale transformatorilor cu sarcină rezistivă, date în fig. II.5 și II.6.

§ V.2. Caracteristicile de frecvență și de fază în domeniul frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare

Formulele de calcul pentru construirea caracteristicilor de fază la frecvențele inferioare, și pentru determinarea inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță inductivă, nu diferă de formulele pentru

calculul transformatorilor cu sarcină rezistivă sau capacitivă, alimentați de la o sursă pur rezistivă. Dacă transformatorul are shunt în înfășurarea secundară, formulele de calcul se iau din paragraful II.3. În lipsa shuntului, calculul se execută după formulele din paragraful IV.2.

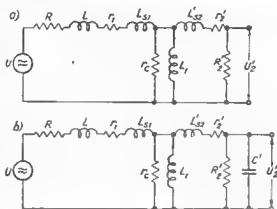


Fig. V.1. Schemele echivalente ale transformatorului alimentat de o sursă cu reacțanță inductivă. a) transformatorul cu sarcină rezistivă; b) transformatorul cu sarcină capacitivă.

§ V.3. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare, și determinarea inductanței de scăpări

Schemele echivalente pentru frecvențele de lucru superioare ale transformatorilor cu sarcină rezistivă sau capacitivă alimentați de un generator cu reacțanță inductivă, sunt reprezentate în fig. V.2. În aceste scheme, inductanța de scăpări a transformatorului L_s și inductanța generatorului L sunt contopite pentru simplificare într-o singură inductanță L' :

$$L' = L_s + L, \quad (V.1)$$

Acese scheme nu diferă de cele similare ale transformatorilor cu sarcină rezistivă sau capacitivă, alimentați de o sursă rezistivă, scheme indicate în fig. II.7. și IV.2. De aceea formulele pentru determinarea caracteristicii de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare, se iau din paragraful II.4, în cazul încărcării transformatorului cu sarcină rezistivă, și din

paragraful IV.3, în cazul unei încărcări cu sarcină capacitivă. În toate formulele, în loc al inductanței de scăpări a transformatorului L_s , se introduce valoarea L'_s calculată din formula (V.1).

Inductanța de scăpări a transformatorului, alimentat de la o sursă cu reactanță inductivă, nu se calculează, ci se adoptă o valoare care să poată fi realizată cu ușurință din punct de vedere constructiv. Această valoare se poate determina prin metoda indicată în § IV.3. Adăugând la valoarea adoptată inductanța cunoscută a surselor, se obține L'_s care se folosește în calcul.

§ V.4. Determinarea celorlalți parametri electrici

Specificul calculului transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță inductivă constă în aceea că inductanța generatorului este dată. De aceea, calculul raportului de transformare trebuie să se execute în mod deosebit.

La calculul transformatorului cu sarcină rezistivă, din relația (II.1), se determină rezistența maximă admisibilă a shuntului R_2 , calculând în prealabil capacitatea totală C , care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului. După aceea se găsește raportul de transformare maxim admisibil la caracteristica de frecvență propusă, după formula obținută prin rezolvarea expresiei (II.29) în raport cu R'_2 , și determinând raportul de transformare prin raportul R_2 față de R'_2 :

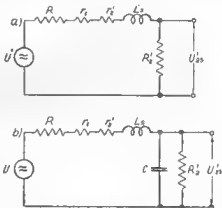


Fig. V.2. Schemele echivalente la frecvențele superioare, pentru transformatorul alimentat de un generator cu reactanță inductivă: a) cu sarcină rezistivă; b) cu sarcină capacitivă.

$$R'_2 \approx \eta \left(\frac{\omega_s L_s}{\sqrt{M_s^2 - 1}} - R \right)$$

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R'_2}{R_2}} < \sqrt{\frac{R_2}{\eta \left(\frac{\omega_s L_s}{\sqrt{M_s^2 - 1}} - R \right)}} \quad (V.2)$$

Valoarea lui η se ia de aproximativ 0,6÷0,75, în conformitate cu tabela II.1.

La calculul transformatorilor cu sarcină capacitivă, după determinarea lui L'_s , se determină după formulele (IV.40) sau (IV.41), valoarea lui α_s necesară pentru obținerea caracteristicii de frecvență propusă. În formulele pentru determinarea lui α_s , în locul lui L_s se substituie inductanța totală L'_s . După aceea, din formulele (IV.46) sau (IV.47) se calculează valoarea necesară pentru raportul de transformare.

Calculul rezistenței înfășurărilor transformatorului, coeficientului de transfer al tensiunii, factorului de amplificare al etajului, sau al constantei de timp, pentru transformatorul cu sarcină rezistivă se face conform formulelor din capitolul II iar pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, conform formulelor din capitolul IV.

§ V.5. EXEMPLE DE CALCUL

Pentru exemplificare se dă calculul unui transformator care funcționează cu o doză de tip magnetoelectric. Se cunosc următoarele date ale dozei, prescripțiile tehnice și condițiile de funcționare :

Rezistența dozei, la frecvențele de lucru superioare

$$R = 200 \, \Omega$$

Inductanța dozei, la frecvențele de lucru superioare

$$L = 30 \, \text{mH}$$

Capacitatea de intrare a tubului, pe care lucrează transformatorul

$$C_{int} = 120 \, \mu\text{F}$$

Frecvența de lucru inferioară

$$f_i = 100 \, \text{Hz}$$

Frecvența de lucru superioară

$$f_s = 6000 \, \text{Hz}$$

Distorsiunile de frecvență, la frecvența de lucru inferioară

$$M_{ldb} = -1 \quad (M_i = 1,122)$$

Distorsiunile de frecvență, la frecvența de lucru superioară

$$M_{sdb} = -1 \quad (M_s = 1,122)$$

Pentru a obține o ridicare cât mai mare a tensiunii, de către transformator, se vor realiza condițiile de funcționare pe o sarcină capacitivă. Deoarece nu este necesară o caracteristică de frecvență crescătoare luăm $d_s^2 = 2$. Coeficientul de utilizare ξ se ia egal cu 0,8.

1. Calculăm rezistența înfășurării primare și rezistența raportată a înfășurării secundare :

$$r_1 = r'_2 = \frac{R}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) = \frac{200}{2} \left(\frac{1}{0,8^2} - 1 \right) = 56 \, \Omega.$$

2. Deci valoarea R_s este :

$$R_s = R + r_1 + r'_2 = 200 + 56 + 56 = 312 \, \Omega.$$

3. Determinăm valoarea aproximativă a inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului :

$$L_1 \approx \frac{R + r_1}{\omega_1 \sqrt{M_1^2 - 1}} = \frac{200 + 56}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 0,8 \text{ H.}$$

4. Presupunem că miezul transformatorului va fi executat din oțel de transformator. În acest caz inductanța de scăpări, pentru construcția simplă a înfășurărilor, va fi de aproximativ 1% din inductanța înfășurării primare, adică aproximativ 8 mH. În cazul miezului din permaltoloy, inductanța de scăpări ar fi de cel mult 1 mH, deci s'ar putea neglija în cursul calculului. Calculăm inductanța totală a montajului, pentru frecvențele superioare.

$$L'_s = L + L_s = 30 + 8 = 38 \text{ mH.}$$

5. Determinăm valoarea a_s , necesară pentru a obține $q_s^2 \approx 2$:

$$\begin{aligned} a_s &= \frac{\left(\frac{\omega_s L'_s}{R_s} \right)^2}{\sqrt{M_s^2 - 1} \left(\sqrt{2} \frac{\omega_s L'_s}{R_s} - \sqrt{M_s^2 - 1} \right)} - 1 = \\ &= \frac{\left(\frac{6,28 \cdot 6000 \cdot 38 \cdot 10^{-3}}{312} \right)^2}{\sqrt{1,122^2 - 1} \left(\sqrt{2} \frac{6,28 \cdot 6000 \cdot 38 \cdot 10^{-3}}{312} - \sqrt{1,122^2 - 1} \right)} - 1 = 4,12. \end{aligned}$$

6. Deci A_s rezultă :

$$A_s = \frac{a_s}{1 + a_s} = \frac{4,12}{1 + 4,12} = 0,805.$$

7. Determinăm capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, presupunând capacitatea ei proprie de aproximativ $60 \mu\mu F$ iar capacitatea montajului de aproximativ $20 \mu\mu F$:

$$C = C_{ind} + C_{tr} + C_m = 120 + 60 + 20 = 200 \mu\mu F.$$

8. Raportul de transformare necesar se determină din expresia :

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s L'_s C}} = \frac{\sqrt{1,122^2 - 1}}{6,28 \cdot 6000 \sqrt{0,805 \cdot 38 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-12}}} = 7,66$$

9. Rezistența raportată a shuntului este :

$$R'_2 = a_s R_s = 4,12 \cdot 312 = 1285 \Omega$$

10. Rezistența shuntului din înfășurarea secundară :

$$R_2 = R'_2 n^2 = 1285 \cdot 7,66^2 \approx 75\,000 \Omega.$$

11. Rezistența înfășurării secundare :

$$r_2 = r'_2 n^2 = 56 \cdot 7,66^2 \approx 3300 \, \Omega.$$

12. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare :

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1) (r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(200 + 56) (56 + 1285)}{200 + 56 + 56 + 1285} = 215 \, \Omega.$$

13. Deci valoarea inductanței necesare a înfășurării primare este :

$$L_1 \geq \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{N_i^2 - 1}} = \frac{215}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 0,67 \, \text{H}.$$

14. Constanta de timp a transformatorului :

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{0,67}{56} = 0,012 \, \text{s}.$$

15. Coeficientul de transfer al transformatorului calculat se va determina din expresia :

$$k_h = n A_x = 7,66 \cdot 0,805 = 6,16.$$

CAPITOLUL VI

TRANSFORMATORII ALIMENTAȚII DELA O SURSĂ CU REACTANȚA INDUCTIVĂ ȘI CU FORȚA ELECTROMOTOARE PROPORȚIONALĂ CU FRECVENȚA

§ VI.1. Schema echivalentă

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare, din amplificatorii magnetofonelor alimentați de capul de reproducere. Capul de reproducere al magnetofonului este echivalent cu rezistența R și inductanța L , legate în serie. Chiar la frecvențele medii de lucru, componenta inductivă a impedanței capului depășește de mai multe ori rezistența lui.

Inducția remanentă, a benzii sau a sârmei pe care se execută înregistrarea sunetului, nu trebuie să depășească o valoare anumită, pentru a evita apariția distorsiunilor nelineare mari. Această inducție remanentă este aproximativ uniformă în banda frecvențelor de lucru. Deaceia, în cazul când inducția este constantă, f. e. m. dezvoltată de capul de reproducere (proporțională cu produsul dintre inducție și frecvență) este proporțională cu frecvența înregistrată :

$$U = A \omega. \quad (VI.1)$$

Totuși, tensiunea la ieșirea amplificatorului trebuie să fie, pe cât posibil, uniformă în banda frecvențelor de lucru.

Pentru a îndeplini această condiție, capul de reproducere este shuntat printr-o rezistență, suficient de mică (fig. VI.1). Schema echivalentă completă a acestui circuit de intrare, care are un transformator cu o sarcină capacitivă, este reprezentată în fig. VI.2. După cum s'a indicat în paragraful IV.8, folosirea transforma-

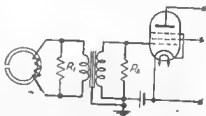


Fig. VI.1 Schema de principiu a circuitului de intrare al amplificatorului, pentru reproducerea sunetului înregistrat de magnetofon.

torului cu sarcină rezistivă nu este recomandabilă în acest caz deoarece coeficientul de transfer al circuitului de intrare se micșorează, iar prin aceasta și amplificatorul va avea o gamă de lucru mai redusă.

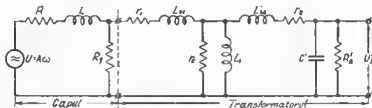


Fig. VI.2. Schema echivalentă completă a circuitului de intrare cu transformator alimentat de la un cap de reproducere,

Pentru frecvențele de lucru medii și superioare, capul de reproducere, shuntat prin rezistența R_1 (fig. VI.3), poate fi înlocuit printr'un generator echivalent. Să determinăm acum datele

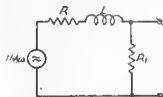


Fig. VI.3. Schema echivalentă a capului de reproducere.

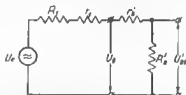


Fig. VI.4. Schema echivalentă simplificată a circuitului de intrare cu cap de reproducere, pentru frecvențele medii.

acestui generator. Din cauza inducției importante a capului de reproducere începând chiar de la frecvențele medii, se folosește relația:

$$\omega L \gg R + R_1 \quad (\text{VI.2})$$

Curentul de scurtcircuit al generatorului se determină din expresia:

$$I_{sc} = \frac{A\omega}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \approx \frac{A\omega}{\omega L} = \frac{A}{L} \quad (\text{VI.3})$$

Tensiunea de mers în gol se va determina din expresia:

$$U_{mg} = U_e = \frac{A\omega}{\sqrt{(R + R_1)^2 + (\omega L)^2}} R_1 \approx \frac{A}{L} R_1 \quad (\text{VI.4})$$

Decl, impedanța internă a generatorului echivalent va fi:

$$Z_e = \frac{U_{mg}}{I_{sc}} = R_1. \quad (VI.5)$$

Formulele (VI.4) și (VI.5) dovedesc că atunci când se respectă condiția (VI.2), f.e.m. a generatorului echivalent nu depinde de frecvență, iar impedanța lui internă este egală cu rezistența shuntului R_1 , fiind de asemenea independentă de frecvență.

Schemele echivalente pentru frecvențele medii și superioare se pot obține cu ușurință din schema echivalentă generală, negli-

jând la frecvențele superioare curentul de magnetizare, iar la frecvențele medii curentul de magnetizare, inductanța de scăpări și capacitatea care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului. Aceste scheme echivalente, în care se înlocuiește capul de reproducere printr'un generator echivalent, sunt indicate în fig. VI.4 și VI.5. După cum se vede, schemele obținute nu diferă de schemele pentru frecvențele medii și superioare ale transformatorului cu sarcină capacitivă, alimentate de o sursă rezistivă (fig. II.6) și (IV.2).

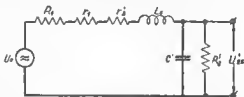


Fig. VI.5. Schema echivalentă simplificată a circuitului de intrare cu cap de reproducere și sarcină capacitivă, pentru frecvențele superioare.

§ VI.2. Caracteristica de frecvență, în banda frecvențelor inferioare și determinarea valorii inductanței înfășurării primare

Schema echivalentă a circuitului de intrare cu cap de reproducere, pentru frecvențele de lucru inferioare, este reprezentată în fig. VI.6. Rezistența pierderilor în miez este omisă, deoarece în cazul unor inducții neînsemnate în miezul transformatorului de intrare, pierderile din miez pot fi neglijate. Pentru o oarecare simplificare a deducțiilor, și așa destul de numeroase, factorul distorsiunilor de frecvență se va determina ca fiind raportul tensiunilor U_0 și U_p , și nu ca fiind raportul tensiunilor U'_{20} și U'_{21} (fig. VI.4 și VI.6) cu care sunt proporționale;

$$M_i = \frac{U_{20}}{U'_{21}} = \frac{U_0}{U_i}. \quad (VI.6)$$

Determinând prin metoda obișnuită tensiunea U_o , din schema echivalentă din fig. VI.4, și tensiunea U_i din schema echivalentă din fig. VI.6, după substituirea valorilor obținute în (VI.6), obținem o expresie prea voluminoasă și incomodă pentru folosința practică.

Dacă se introduc următoarele notații :

$$\alpha = \frac{R_1}{R}; \quad (VI.7) \quad A = \frac{r_1}{R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad (VI.8)$$

$$B = \frac{r_1 + R_1}{R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad (VI.9) \quad F = \frac{r_1 + r'_2 + R'_2}{R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad (VI.10)$$

$$p = \frac{R}{\omega L}; \quad (VI.11) \quad q = \frac{r'_2 + R'_2}{\omega L_2}; \quad (VI.12)$$

după substituirea acestor notații în expresia factorului distorsiunilor de frecvență, și după transformările necesare, modulul acestor expresii ia forma :

$$M_i = \sqrt{[t - (B + \alpha A) pq]^2 + [(t + \alpha F) p + Bq]^2}. \quad (VI.13)$$

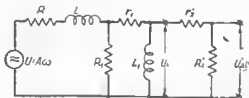


Fig. VI.6. Schema echivalentă la frecvențe inferioare, pentru circuitul de intrare cu cap de reproducere.

Dintre toți coeficienții care intră în expresia (VI.13), numai p și q depind de frecvență, și din aceeași cauză determină distorsiunile de frecvență. Coeficientul p caracterizează distorsiunile de frecvență ale capului de

reproducere, "hantat printr-o rezistență. La frecvențe suficient de joase reactanța inductivă a capului se reduce, astfel că nu mai menține curentul de circuit la o valoare constantă, și curentul scade, împreună cu f. e. m., iar tensiunea generatorului echivalent se micșorează, concomitent cu scăderea frecvenței. Coeficientul q caracterizează distorsiunile de frecvență cauzate de inductanța înfășurării primare a transformatorului.

Când lipsește shuntul din înfășurarea secundară a transformatorului, expresia pentru determinarea distorsiunilor de frecvență ale circuitului de intrare, la frecvențele joase, se simplifică:

$$M_i = \sqrt{(1 - ab - cd)^2 + (b + c + d)^2} \quad (VI.14)$$

Aici sunt folosite următoarele notații :

$$a = \frac{R}{\omega L}; \quad b = \frac{R_1}{\omega L_1}; \quad c = \frac{r_1}{\omega L_1}; \quad d = \frac{R+R_1}{\omega L}. \quad (\text{VI.15})$$

Formulele pentru determinarea distorsiunilor de frecvență ale circuitului de intrare, la frecvențe inferioare, sunt deci destul de complicate. Pentru ușurarea alegerii corecte a valorii rezistenței R_1 care shuntează capul de reproducere și a valorii necesare a inductanței înfășurării primare a transformatorului de intrare, este necesar să se poată determina separat distorsiunile produse de transformator și cele produse de capul de reproducere. Dar distorsiunile de frecvență totale ale circuitului de intrare nu pot fi determinate ca fiind suma distorsiunilor de frecvență produse de capul de reproducere și de transformator. Această sumă se obține mai mică decât distorsiunile reale, care trebuie să se calculeze după formulele (VI.13) sau (VI.14).

Din schema echivalentă a capului shuntat prin rezistență (fig. VI.3), se poate determina cu ușurință tensiunea la ieșire în banda frecvențelor joase :

$$U_{1i} = \frac{A \omega R_1}{R + R_1 + j \omega L}. \quad (\text{VI.16})$$

Împărțind tensiunea de ieșire obținută în banda frecvențelor medii (formula VI.4), prin expresia (VI.16) și luând modulul acestor valori, determinăm factorul distorsiunilor de frecvență, produse de capul de reproducere, la frecvențele joase :

$$M_{ic} = \sqrt{1 + \left[\frac{R + R_1}{\omega L} \right]^2}. \quad (\text{VI.17})$$

Formula (VI.17) are aceeași formă ca și formula pentru determinarea distorsiunilor de frecvență, produse de transformatori la frecvențele joase. Micșorarea rezistenței R_1 , care shuntează capul, cauzează micșorarea distorsiunilor de frecvență, dar provoacă în același timp micșorarea tensiunii debitate de cap, după cum rezultă din expresia (VI.4).

Rozolvând formula (VI.17) în raport cu R_1 , se obține formula care permite să se găsească valoarea necesară a rezistenței de shuntare, când se cunosc parametrii capului și când sunt date distorsiunile de frecvență, la frecvența de lucru inferioară :

$$R_1 \leq \omega L \sqrt{M_{ic}^2 - 1} - R. \quad (\text{VI.18})$$

Distorsiunile de frecvență, produse de transformator la frecvențele inferioare, se determină din expresiile obținute anterior

(If.14) și (IV.1). În aceste formule, în locul rezistenței interne a sursei R , trebuie să se substitue R_1 . Rezoivând aceste expresii în raport cu L_1 , se obțin formulele utile pentru determinarea inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului, în funcție de valoarea propusă a distorsiunilor de frecvență M_{itr} produse de transformator la frecvența de lucru inferioară. Pentru transformatorii cu shunt în înfășurarea secundară obținem:

$$L_1 \geq \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_{itr}^2 - 1}} \quad (VI.19)$$

în care:

$$R_{ei} = \frac{(R_1 + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2} \quad (VI.20)$$

iar pentru transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară:

$$L_1 \geq \frac{R_1 + r_1}{\omega_i \sqrt{M_{itr}^2 - 1}} \quad (VI.21)$$

Pentru mărirea tensiunii date de capul de reproducere pe grila de comandă a primului tub al amplificatorului, este convenabil să se ia o valoare cât mai mare a rezistenței R_1 . Prin mărirea rezistenței R_1 , tensiunea aplicată pe ea de către cap crește proporțional cu valoarea rezistenței, dacă parametrii capului sunt constanți, după cum se vede din formula (VI.4). Raportul de transformare al transformatorului de intrare este invers proporțional cu rădăcina pătrată din valoarea rezistenței sursei de f.e.m., adică din valoarea R_1 ; rezultă că tensiunea pe grilă este proporțională cu tensiunea debitată de cap și raportul de transformare crește proporțional cu rădăcina pătrată din valoarea rezistenței R_1 .

Creșterea tensiunii semnalului pe grila de comandă a primului tub din amplificator micșorează procentajul paraziților și al șgomotelor proprii din amplificator și prin aceasta lărgesc gama de reproducere. Mărirea lui R_1 duce la creșterea distorsiunilor de frecvență ale circuitului de intrare, la frecvențele joase. Pentru mărirea gamei de lucru, se admit de obicei, în circuitul de intrare, distorsiuni de frecvență mari la frecvența de lucru inferioară (5 ÷ 10 db). Aceasta permite să se ia o valoare mai mare pentru R_1 și astfel să se ridice tensiunea de la grila etajului de intrare. Distorsiunile de frecvență din circuitul de intrare sunt corectate în montajul amplificatorului printr-o reacție dependentă de frecvență, sau prin alte metode.

La calculul circuitului de intrare, dintre distorsiunile de frecvență propuse pentru frecvența de lucru inferioară care sunt

corectate în etajele ulterioare, o mare parte este repartizată capului de reproducere. După distorsiunile de frecvență ale capului se calculează din expresia (VI.18) valoarea admisibilă a rezistenței R_1 . După aceasta se propun distorsiunile de frecvență ale transformatorului, la frecvența de lucru inferioară (de obicei $0,5 \div 2$ db), se determină rezistența generatorului la frecvențele inferioare și se găsește inductanța necesară a înfășurării primare. Substituind în expresiile (VI.13) sau (VI.14), datele obținute în funcție de faptul dacă transformatorul lucrează cu shunt sau fără shunt, se găsesc distorsiunile de frecvență ale circuitului de intrare la frecvența de lucru inferioară.

§ VI.3. Determinarea celorlalți parametri electrici

Deoarece schemele echivalente pentru frecvențele medii și superioare sunt similare cu schemele corespunzătoare ale transformatorului cu sarcină capacitivă, calculul caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor superioare, al rezistenței înfășurărilor, al raportului de transformare, al coeficientului de transfer a tensiunii și al altor mărimi, se efectuează după formulele indicate în capitolul IV. Drept rezistență a sursei se consideră în calcul rezistența R_1 , care shuntează capul. Pentru a obține o tensiune cât mai mare a semnalului pe grăia primului tub al amplificatorului, este necesar ca transformatorul să se facă fără ascendența caracteristicii la frecvențele superioare, adică să se ia $d_s^2 > 2$. Dacă trebuie să se imprime o pantă caracteristicii la frecvențele superioare, aceasta este mai bine să se realizeze în etajele de amplificare ce urmează.

Deoarece în cazul studiat defazajele nu joacă un rol important, nu indicăm formule pentru calculul lor.

§ VI.4. EXEMPLE DE CALCUL

Pentru ușurarea folosirii formulelor obținute vom da un exemplu de calcul al unui transformator de intrare, pentru un amplificator de magnetofon. Prescripțiile tehnice și parametrii capului sunt următoarele:

Rezistența înfășurării capului de reproducere

$$R = 10 \, \Omega$$

Inductanța înfășurării capului de reproducere

$$L = 80 \, \text{mH}$$

Frecvența de lucru inferioară

$$f_i = 100 \, \text{Hz} \, (\omega_i = 628)$$

Frecvența de lucru superioară

$$f_s = 6000 \, \text{Hz} \, (\omega_s = 37700)$$

Distorsiunile de frecvență superioară admisibile la frecvența superioară

$$M_{sdb} = -2 \, (M_s = 1,26)$$

Reducerea amplificării la frecvența de lucru inferioară, corectată în

etajele ulterioare

circa 6 db ($M_i = 2$)Capacitatea de intrare a tubului
cu care lucrează transformatorul $C_{int} = 10 \mu F$

Shuntul din înfășurarea secundară a transformatorului nu este obligatoriu.

1. Din cei 6 db admiși pentru distorsiunile de frecvență ale circuitului de intrare, la frecvența de lucru inferioară, repartizăm pentru distorsiunile de frecvență ale capului 4,5 db ($M_{ic} = 1,68$); rezistența R_i , care shuntează capul, va fi:

$$R_i = \omega_i L \sqrt{M_{ic}^2 - 1} - R = 628 \cdot 0,08 \sqrt{1,68^2 - 1} - 10 \approx 57 \Omega.$$

2. Luând un factor de utilizare $\eta = 0,9$, găsim rezistența înfășurărilor transformatorului:

$$r_1 + r_2 = \frac{R_i}{2} \left(\frac{1}{\eta^2} - 1 \right) = \frac{57}{2} \left(\frac{1}{0,9^2} - 1 \right) \approx 6,7 \Omega.$$

3. Deoarece shuntul din înfășurarea secundară lipsește, nu trebuie să se determine rezistența generatorului echivalent la frecvențele inferioare R_{ei} , iar, inductanța necesară a înfășurării primare a transformatorului se va determina din expresia (VI.21). Presupunând distorsiunile de frecvență ale transformatorului, la frecvența inferioară, egale cu -1 db ($M_{itr} = 1,122$), determinăm după expresia indicată inductanța înfășurării primare:

$$L_1 = \frac{R_i + r_1}{\omega_i \sqrt{M_{itr}^2 - 1}} = \frac{57 + 6,7}{628 \sqrt{1,122^2 - 1}} \approx 0,2 \text{ H}$$

4. Găsim coeficienții auxiliari a, b, c, d , necesari pentru calculul distorsiunilor de frecvență ale circuitului de intrare cu transformator fără shunt:

$$a = \frac{R}{\omega_i L_1} = \frac{10}{628 \cdot 0,08} = 0,199; \quad b = \frac{R_i}{\omega_i L_1} = \frac{57}{628 \cdot 0,2} = 0,453$$

$$c = \frac{r_1}{\omega_i L_1} = \frac{6,7}{628 \cdot 0,2} = 0,0533; \quad d = \frac{R + R_i}{\omega_i L_1} = \frac{10 + 57}{628 \cdot 0,08} = 1,335$$

5. Determinăm distorsiunile de frecvență ale circuitului de intrare, la frecvența de lucru inferioară, după formula dedusă pentru transformatorul fără shunt:

$$M_i = \sqrt{(1 - ab - cd)^2 + (b + c + d)^2} = \\ = \sqrt{(1 - 0,199 \cdot 0,453 - 0,0533 \cdot 1,335)^2 + (0,453 + 0,0533 + 1,335)^2} \approx 2,$$

$$M_{idb} = -20 \lg 2 \approx 6 \text{ db}.$$

Astfel, distorsiunile de frecvență ale circuitului de intrare satisfac condiția propusă, deci calculul poate continua, fără modificări.

6. Determinăm capacitatea totală care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului considerând capacitatea moniajului $C_m = 15 \mu F$ și capaci-

tatea proprie a transformatorului $C_{tr} = 35 \mu F$ (din cauza dimensiunilor lui reduse):

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m = 10 + 35 + 15 = 60 \mu F$$

Dimensiunile reduse ale transformatorului sunt necesare pentru micșorarea cuplajelor parazite produse de transformatorul de rețea, de motor și de alte piese ale aparatului. Pentru a reduce dimensiunile transformatorului, se folosește pentru miezul acestui transformator permalloy cu o permeabilitate inițială mai mare (vezi § XIV.3).

7. Rezistența generatorului la frecvențele superioare va fi:

$$R_s = R_1 + r_1 + r'_2 = 57 + 6,7 + 6,7 = 70,4 \Omega.$$

8. Determinăm inductanța de scăpări a transformatorului, astfel încât caracteristica de frecvență să fie fără ascendență la frecvențele superioare ($d_s^2 = 2$), adică transformatorul să nu producă un maxim de tensiune:

$$L_s = \frac{R_s}{\sqrt{2} \omega_s} \sqrt[4]{M_s^2 - 1} = \frac{70,4}{1,414 \cdot 37700} \sqrt[4]{1,25^2 - 1} = 0,00115 \text{ H}$$

9. Calculăm raportul de transformare:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,00115}{7,04^2 \cdot 60 \cdot 10^{-12}}} = 88.$$

10. Rezistența înfășurării secundare nu trebuie să fie mai mare decât:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 6,7 \cdot 88^2 = 52000 \Omega.$$

Rezistența reală va fi mult sub această valoare și se va determina la calculul constructiv al transformatorului.

11. În lipsa shuntului coeficientul de transfer al tensiunii este egal cu raportul de transformare:

$$k_o = n = 88$$

12. Coeficientul de scăpări se obține din:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,00115}{0,2} = 0,00575$$

Pentru transformatorul cu miez din permalloy, acest coeficient de scăpări este mare. Pentru obținerea acestui coeficient de scăpări, înfășurările trebuie așezate alături și nu una deasupra celeilalte, cum se face de obicei (vezi § XV.2).

CAPITOLUL VII

TRANSFORMATORII ALIMENTAȚI DE O SURSĂ CU REACTANȚĂ CAPACITIVĂ

§ VII.1. Schema echivalentă

Dintre transformatorii alimentați de o sursă cu reactanță capacitivă, fac parte transformatorii care lucrează în montajul cu rezistențe și transformatori (fig. VII.1). Condensatorul de blocaj C_1 se ia cu o astfel de valoare, încât la frecvențele de

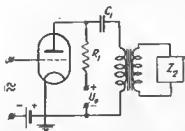


Fig. VII.1. Schema de principiu a etajului cu rezistență și transformator.

lucru medii și înalte, reactanța lui să fie nelucrează în comparație cu a altor elemente ale schemei. La frecvențele inferioare, reactanța lui crește și are o mare influență asupra caracteristicilor de frecvență și de fază a schemei. Impedanța sursei (care pentru transformator este circuitul serie constituit din condensatorul de blocaj și tubul etajului shuntat prin rezistența R_1), la frecvențele inferioare este aproape pur capacitivă.

Sarcina transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă poate fi diferită. Ea poate avea în domeniul frecvențelor superioare un caracter rezistiv, inductiv sau capacitiv. Schema echivalentă completă pentru acest caz este indicată în fig. VII.2.

În banda frecvențelor medii și inferioare, sarcina sau este rezistivă sau lipsește. De aceea schemele echivalente pentru frecvențele medii și inferioare sunt identice pentru toate genurile de sarcini; ele sunt reprezentate în fig. VII.3 și VII.4. În domeniul



Fig. VII.2. Schema echivalentă completă a etajului cu rezistență și transformator.

frecvențelor superioare, după cum s'a spus, sarcina poate avea un caracter diferit în timp ce impedanța sursei devine pur rezistivă. De aceea schemele pentru frecvențele superioare diferă între ele în funcție de sarcină (cele trei tipuri), dar ele nu diferă de schemele echivalente ale transformatorului cu sarcină rezistivă, inductivă și capactivă, alimentat de o sursă rezistivă.

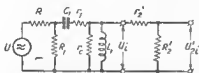


Fig. VII.3. Schema echivalentă a etajului cu rezistență și transformator, pentru frecvențele inferioare.

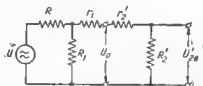


Fig. VII.4. Schema echivalentă a etajului cu rezistență și transformator, pentru frecvențele medii.

Acesse scheme sunt reprezentate în fig. II.7, III.4 și IV.2.

§ VII.2. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare

Pentru simplificarea analizei raportăm schemele din fig. VII.3 și VII.4 la generatorul echivalent și introducem notațiile:

$$U_r = U \frac{R_1}{R + R_1}; \quad (\text{VII.1})$$

$$R_i = R \frac{R_1}{R + R_1} + r_1. \quad (\text{VII.2})$$

După aceasta, schemele vor lua forma reprezentată în fig. VII.5. și VII.6.

Factorul disforșiunilor de frecvență, la frecvențele inferioare, conform fig. VII.5 și VII.6 este;

$$M_i = \frac{U_{20}^*}{U_{21}^*} \quad (\text{VII.3})$$

Înlocuim, pentru simplificarea deducțiilor, tensiunile U_{20}^* și U_{21}^* prin tensiunile U_0 și U_1 , cu care sunt proporționale:

$$M_i = \frac{U_{20}^*}{U_{21}^*} = \frac{U_0}{U_1} \quad (\text{VII.4})$$

Conform fig. VII.5 tensiunea U_i este :

$$U_i = \frac{U_e}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}} \quad (\text{VII.5})$$

în care :

$$Z_1 = R_i - \frac{j}{\omega C_1}; \quad \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{r_2 + R'_2} - \frac{j}{\omega L_1} \quad (\text{VII.6})$$

Înlocuind cu expresia (VII.5) Z_1 și $\frac{1}{Z_2}$ prin valorile lor din expresia (VII.6) se obține :

$$U_i = \frac{U_e}{1 + \frac{R_i}{r_2 + R'_2} - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} - j \left[\frac{1}{\omega C_1 (r_2 + R'_2)} + \frac{R_i}{\omega L_1} \right]} \quad (\text{VII.7})$$

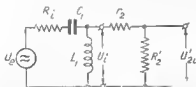


Fig. VII.5. Schema echivalentă simplificată a etajului cu rezistență și transformator, pentru frecvențe inferioare.

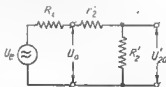


Fig. VII.6. Schema echivalentă simplificată a etajului cu rezistență și transformator, pentru frecvențe medii.

Tensiunea U_o (fig. VII.6) se va determina din expresia :

$$U_o = U_e \frac{r_2 + R'_2}{R_i + r_2 + R'_2} \quad (\text{VII.8})$$

Substituind în expresia (VII.4) valorile tensiunilor U_o și U_i rezultă că :

$$M_i = \frac{r_2 + R'_2}{R_i + r_2 + R'_2} \left[1 + \frac{R_i}{r_2 + R'_2} - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} - j \left(\frac{1}{\omega C_1 (r_2 + R'_2)} + \frac{R_i}{\omega L_1} \right) \right] \quad (\text{VII.9})$$

Pentru simplificarea rezultatului obținut introducem notațiile :

$$\alpha_i = \frac{r_2 + R'_2}{R_i} \quad (\text{VII.10})$$

$$A_i = \frac{\alpha_i}{1 + \alpha_i} \quad (\text{VII.11})$$

$$\rho_i = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (\text{VII.12})$$

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (\text{VII.13})$$

$$w'_i = w_i \sqrt{A_i} = \sqrt{\frac{A_i}{L_1 C_1}} \quad (\text{VII.14})$$

$$p_i = \frac{\omega'_i}{\omega} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{A_i}{L_1 C_1}} \quad (\text{VII.15})$$

$$\begin{aligned} d_i &= \sqrt{A_i} \left(\frac{1}{r'_2 + R'_2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} + R_i \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right) = \\ &= \sqrt{A_i} \left(\frac{\rho_i}{\alpha_i R_i} + \frac{R_i}{\rho_i} \right) \end{aligned} \quad (\text{VII.16})$$

Substituind aceste notații în expresia (VII.9), obținem prin transformări simple:

$$M_i = 1 - p_i^2 - j p_i d_i \quad (\text{VII.17})$$

De aici, modulul coeficientului distorsiunilor de frecvență ale etajului cu rezistență și transformator, în banda frecvențelor inferioare, va fi:

$$M_i = \sqrt{(1 - p_i^2)^2 + p_i^2 d_i^2} \quad (\text{VII.18})$$

Comparând expresia obținută cu ecuația caracteristicii de frecvență a transformatorului cu sarcină capacitivă, în domeniul frecvențelor superioare (IV.18), se poate vedea că ele sunt identice, cu excepția indicilor coeficienților. Deoarece coeficienții adoptați mai sus pentru substituiri diferă puțin de coeficienții adoptați în paragraful IV.3, se pot trage următoarele concluzii:

1. Coeficientul p_i este invers proporțional cu frecvența; deaceia formula obținută este convenabilă pentru determinarea caracteristicii de frecvență a etajului cu rezistență și transformator, la frecvențele inferioare.

2. Panta caracteristicii de frecvență depinde numai de valoarea coeficientului de atenuare d_i . Printr-o alegere judicioasă a acestui coeficient se poate obține o caracteristică de frecvență cu orice ascendență în banda frecvențelor inferioare ($d_i^2 < 2$), precum și fără ascendență ($d_i^2 \geq 2$).

3. Pentru asigurarea posibilității obținerii ascendenței propuse a caracteristicii coeficientul α_i trebuie să fie mai mic decât o anumită valoare.

4. Dacă α_i are o valoare mai mare decât cea critică, ascendența propusă a caracteristicii de frecvență poate fi obținută în cazul a două valori pentru ρ_i , adică la două valori diferite ale inductanței înfășurării primare și ale capacității condensatorului de blocaj.

5. Pulația amplificării maxime este totdeauna mai mare

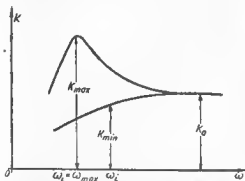


Fig. VII.7. Limba inferioară a benzii de lucru a etajului cu rezistență și transformator.

decât pulsațiile ω_i și ω'_i . În cazul caracteristicii cu ascendență trebuie să se considere ca pulsație inferioară de lucru ω_i , pulsația amplificării maxime $\omega_{i \max}$ (fig. VII.7). În cazul caracteristicii fără ascendență, trebuie să se considere pulsația la care distorsiunile de frecvență echivalează valoarea produsă.

Caracteristicile de

frecvență generalizate ale etajului cu rezistență și transformator pentru frecvențele inferioare sunt indicate în fig. VII.8.

Din cauza analogiei ecuațiilor (IV.18) și (VII.18), aproape întreaga analiză efectuată în § IV.3 poate fi aplicată în cazul de față. Deaceia, fără a repeta deducerile, vom da formulele principale necesare pentru determinarea coeficienților auxiliari, precum și formulele necesare pentru calculul inductanței înfășurării primare, a capacității condensatorului de blocaj (de separație) și formulele necesare obținerii caracteristicii de frecvență propuse.

Raportul pulsației ω'_i față de pulsația amplificării maxime este:

$$p_{i \max} = \frac{\omega'_i}{\omega_{i \max}} = \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}} \quad (\text{VII.19})$$

Valoarea minimă a lui M_i , care caracterizează ascendența caracteristicii de frecvență, este:

$$M_{i \min} = \sqrt{d_i^2 - \frac{d_i^4}{4}} \quad (\text{VII.20})$$

Valoarea necesară d_i^2 pentru obținerea ascendenței propuse a caracteristicii, la frecvențele inferioare, este:

$$d_i^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_i^2} \quad (\text{VII.21})$$

Valoarea necesară d_i^2 poate fi calculată deasemenea după curba din fig. IV.5, care se aplică și în cazul de față.

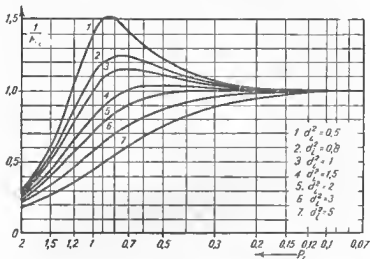


Fig. VII.8. Caracteristicile de frecvență generalizate pentru montajul cu rezistență și transformator, în banda frecvențelor inferioare.

Condiția atenuării minime a circuitului, pentru transformatorul cu shunt în înfășurarea secundară, este:

$$\frac{p_i}{R_i} = \sqrt{\alpha_i}. \quad (\text{VII.22})$$

Prin aceasta, valoarea coeficientului minim de atenuare este:

$$d_{i \min} = \sqrt{\frac{4}{1 + \alpha_i}} \quad (\text{VII.23})$$

Valoarea minimă admisibilă pentru α_i , la ascendența propusă a caracteristicii (d_i^2 fiind propus), va fi:

$$\alpha_i = \frac{4}{d_i^2} - 1. \quad (\text{VII.24})$$

impedanța caracteristică a circuitului ρ_0 necesară pentru obținerea caracteristicii propuse a transformatorului cu shunt în înfășurarea secundară, este:

$$\rho_i = \frac{a_i d_i R_i}{2\sqrt{A_i}} \left\{ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{d_i^2(1+a_i)}} \right\}. \quad (\text{VII.25})$$

Dacă shuntul din înfășurarea secundară a transformatorului lipsește, impedanța caracteristică este:

$$\rho_i = \frac{R_i}{d_i} \quad (\text{VII.26})$$

Impedanța necesară a înfășurării primare L_1 și capacitatea condensatorului de blocaj C_1 , pentru caracteristica cu ascendența propusă, se pot calcula din expresiile ce se obțin cu ușurință substituind în expresia (VII.19) valoarea w'_1 din expresia (VII.14) și rezolvând în raport cu L_1 și C_1 . Aceste expresii, pentru transformatorul cu shunt, au forma:

$$L_1 = \frac{\rho_i \sqrt{A_i}}{w_i \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}}}; \quad (\text{VII.27})$$

$$C_1 = -\frac{\sqrt{A_i}}{w_i \rho_i \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}}}. \quad (\text{VII.28})$$

Prin formulele (VII.27) și (VII.28) pot fi obținute două valori L_1 și C_1 , corespunzătoare celor două valori posibile ale lui ρ_i . Totuși, în majoritatea cazurilor este mai avantajos din punct de vedere economic să se ia în fața radicalului din formula (VII.25) semnul minus, adică să se adopte valoarea mai mică pentru ρ_i . Prin aceasta inductanța înfășurării primare a transformatorului se obține mai mică, ceea ce face ca transformatorul să fie mai compact și mai ieftin. Totodată se mărește capacitatea condensatorului de blocaj, dar datorită costului său redus în comparație cu al transformatorului, costul total al ambelor piese este mai mic.

În lipsa shuntului în înfășurarea secundară a transformatorului, formulele pentru determinarea inductanței înfășurării

primare și a capacității condensatorului de blocaj, în cazul caracteristicii cu ascendența propusă, dau o singură valoare :

$$L_1 = \frac{R_i}{\omega_i \sqrt{d_i^2 - \frac{d_i^2}{2}}}; \quad (\text{VII.29})$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_i R_i \sqrt{\frac{1}{d_i^2} - 0,5}}. \quad (\text{VII.30})$$

Când caracteristica de frecvență nu trebuie să prezinte o creștere în banda frecvențelor inferioare, coeficientul d_i^2 trebuie să se ia egal cu 2. La valori mai mari pentru d_i^2 și la aceeași limită inferioară a benzii, produsul $L_1 C_1$ se mărește, ceea ce este dăunător din punct de vedere economic. Substituind $d_i^2 = 2$ în relația (VII.18), și explicitând în funcție de p , găsim :

$$p = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{A_i}{L_1 C_1}} = \frac{p_i \sqrt{A_i}}{\omega L_1} = \frac{\sqrt{A_i}}{\omega C_1 p_i} = \sqrt{M_i^2 - 1}. \quad (\text{VII.31})$$

De aici se pot obține cu ușurință formulele de calcul pentru transformatorul shunțat, fără creșterea caracteristicii de frecvență la frecvențele inferioare :

$$L_1 = \frac{p_i \sqrt{A_i}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}}; \quad (\text{VII.32})$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{A_i}}{\omega p_i \sqrt{M_i^2 - 1}} \quad (\text{VII.33})$$

și pentru transformatorul neshunțat, fără creșterea caracteristicii :

$$L_1 = \frac{0,707 R_i}{\omega \sqrt{M_i^2 - 1}}; \quad (\text{VII.34})$$

$$C_1 = \frac{1,414}{\omega_i R_i \sqrt{M_i^2 - 1}}. \quad (\text{VII.35})$$

Schema cu rezistență și transformator permite să se reducă simțitor inductanța înfășurării primare a transformatorului, la aceeași limită inferioară

a frecvențelor. Presupunând, de exemplu că $R_i = R_{ei} = 10\,000\ \Omega$, $\omega_i = 500$, $M_i = 1,122$, rezultă că în cazul schemei obișnuite, inductanța trebuie să fie conform expresiei (II. 15) :

$$L_1 \geq \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{10\,000}{500 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 39,2\ \text{H}.$$

Pentru schema cu rezistență și transformator, cu caracteristica fără ascendență, inductanța se determină din expresia (VII. 34)

$$L_1 = \frac{0,707 R_i}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{0,707 \cdot 10\,000}{500 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 19,8\ \text{H},$$

adică inductanța necesară va fi de două ori mai mică, și prin urmare și constanta de timp necesară a înfășurării primare a transformatorului τ_1 va fi tot de două ori mai mică (rezistența înfășurării primare este identică în ambele cazuri, deoarece $R_{ei} = R_i$).

În schema cu rezistență și transformator dimensiunile și costul transformatorului se micșorează încă, în comparație cu schema simplă obișnuită, datorită faptului că aici miezul transformatorului nu este magnetizat în permanență. Lipsa magnetizării permanente mărește permeabilitatea magnetică dinamică a miezului, ceea ce permite să se reducă dimensiunile sale. Aceasta desigur numai în cazurile când dimensiunile transformatorului sunt determinate de caracteristica lui de frecvență și nu de inducția maximă.

Dacă inducția maximă depășește câțiva gaussi, inductanța înfășurării primare a transformatorului cu miez din tole de material magnetic depinde în mare măsură de inducția din miez.

În transformatorii cu inducția maximă de ordinul a mai multe mii de gaussi, raportul variației inductanței înfășurării, față de variația amplitudinii tensiunii aplicate transformatorului, atinge valori de 5÷10. La tensiuni mici, corespunzătoare inducțiilor de circa 1 gauss, inductanța înfășurării este minimă; când tensiunea crește, inductanța crește și ea, și atinge valoarea maximă la o inducție de aproximativ 3000 ÷ 7000 gaussi, în funcție de calitatea materialului magnetic. Dacă tensiunea crește mai departe, inductanța scade. Acest fapt provoacă limitări în folosirea corecției caracteristicii de frecvență, la frecvențele inferioare, cu ajutorul schemei cu rezistență și transformator.

Dacă transformatorul unui montaj cu rezistență și transformator funcționează cu inducții maxime în miez mari atunci în cazul variației amplitudinii semnalului inductanța înfășurării primare va varia și ea mult.

Rezultă că în banda frecvențelor inferioare caracteristica de frecvență a etajului va diferi, după diferitele tensiuni aplicate (fig. VI.9). În cazul amplitudinilor mici, din cauza atenuării mari produse de valoarea redusă a lui L_1 , ascendența este redusă sau lipsește complet. Prin mărirea tensiunii semnalului, inductanța se mărește, atenuarea se reduce, iar vârful se mărește, depla-

sându-se spre frecvențele joase. Dacă amplitudinea semnalului continuă să crească, reducerea inductanței și creșterea pierderilor în miez diminuează sau anihilează ascendența și îngustează din nou banda de lucru a etajului. Variația amplificării poate atinge astfel la unele frecvențe 5 db și chiar mai mult.

Pentru a evita neajunsul indicat, este necesar ca schema cu rezistență și transformator să se folosească numai în etajele de amplificare în care amplitudinea semnalului amplificat este redusă, iar inducția în miez nu depășește câțiva gaussi. Numai astfel se elimină neajunsul arătat.

Schema cu rezistență și transformator poate fi folosită și în cazurile când inducția în miez atinge valori mari; pentru ca la variația amplitudinii semnalului, caracteristica de frecvență să nu aibă o variație pronunțată, inductanța înfășurării primare se calculează după formele obișnuite: formula (II.15) pentru transformatorul cu shunt la înfășurarea secundară și (IV.3) pentru transformatorul fără shunt. Capacitatea condensatorului de blocaj va avea în acest caz aproximativ valoarea:

$$C_1 = (5 \div 10) \frac{L_1}{R_c^2} \quad (\text{VII } 36)$$

va fi deci funcție de amplitudinea inducției maxime și va crește odată cu inducția. Printr-o astfel

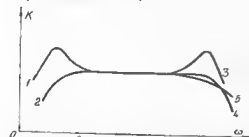


Fig. VII.10. Caracteristicile de frecvență ale montajului cu rezistență și transformator: 1) $d_1^2 < 2$; 2) $d_1^2 = 2$; 3) sarcină capacitivă $d_1^2 < 2$; 4) idem $d_1^2 = 2$; 5) sarcină rezistivă.

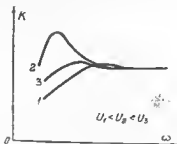


Fig. VII.9. Caracteristicile de frecvență ale schemei cu rezistență și transformator, în banda frecvențelor inferioare, pentru diferite amplitudini ale semnalului.

de alegere a elementelor, transformatorul se obține aperiodic, iar caracteristica variază relativ puțin la variația amplitudinii semnalului aplicat. Această variantă trebuie utilizată doar în caz de extremă necesitate, deoarece este costisă mai scump decât schema simplă (aceiași inductanță a înfășurării primare și în plus condensatorul de blocaj).

Aspectul general al caracteristicii de frecvență a transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă depinde atât de factorul de atenuare la frecvențele inferioare d_i , cât și de felul sarcinii transformatorului, în zona frecvențelor superioare. Pentru cazurile indicate caracteristicile de frecvență sunt date în fig. VII.10.

Ecuatia caracteristicii de fază, în zona frecvențelor inferioare, pentru transformatorul alimentat de o sursă cu reac-



Fig. VII.11. Caracteristicile de fază ale montajului cu rezistență și transformator: 1) sarcină rezistivă în banda frecvențelor superioare; 2) sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare.

atinge 180° . În cazul de față este însă pozitiv, adică tensiunea la ieșire este în avans față de tensiunea de intrare, iar defazajul crește la micșorarea frecvenței. Aspectul general al caracteristicii de fază a transformatorului, alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă și cu sarcină variabilă în zona frecvențelor superioare, este reprezentat în fig. VII.11.

$$\operatorname{tg} \varphi_i = \frac{p_i d_i}{1 - p_i^2} \quad (\text{VII.57})$$

Ca și la transforma-

torul cu sarcină capaci-

tivă, la frecvențele su-

perioare defazajul poate

§ VII.3. Determinarea celorlalți parametri electrici

După cum s'a indicat în paragraful VII.1 schemele echivalente, la frecvențele superioare, ale transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă, depind de felul sarcinii la frecvențele superioare. Aceste scheme nu diferă de schemele corespunzătoare ale transformatorului alimentat de o sursă rezistivă și de aceea calculul caracteristicilor de frecvență și de fază la frecvențele superioare, a inducției de scăpări, a rezistenței înfășurărilor, și a raportului de transformare se face:

a) în cazul unei sarcini rezistive, după formulele și indicațiile din capitolul II;

b) În cazul unei sarcini inductive, după formulele și indicațiile din capitolul III;

c) în cazul unei sarcini capacitive, după formulele și indicațiile din capitolul IV.

În locul rezistenței interne R a sursei, în toate formulele de calcul trebuie să se substituie R' care are valoarea:

$$R' = R \frac{R_1}{R + R_1} \quad (\text{VII.38})$$

Dacă rezistența R a sursei este mult mai mare decât R_1 , ceea ce are loc de exemplu în cazul etajului cu tuburi pe ecran, atunci expresia (VII.38) se transformă în:

$$R' = R_1 \quad (\text{VII.39})$$

În cazul sarcinii rezistive sau inductive, coeficientul de transfer al transformatorului se determină din expresia:

$$k_0 = \frac{R_1}{R + R_1} m \frac{R_a}{R_1 + R_a} = \frac{R_1}{R + R_1} \cdot \frac{n}{\frac{n^2 R'}{R_2} + \frac{1}{\eta}} \quad (\text{VII.40})$$

iar factorul de amplificarea al etajului:

a) în cazul etajului cu triodă:

$$K_0 = \frac{R_1}{R + R_1} \mu n \eta \frac{R_a}{R' + R_a} = \frac{R_1}{R + R_1} \frac{\mu n}{\frac{n^2 R'}{R_2} + \frac{1}{\eta}} \quad (\text{VII.41})$$

b) în cazul etajului cu lampă cu ecran:

$$K_0 = S R_1 m \frac{R_a}{R_1 + R_a} = \frac{S R_1 n}{\frac{n^2 R_1}{R_2} + \frac{1}{\eta}} \quad (\text{VII.42})$$

În cazul sarcinii capacitive, coeficientul de transfer este:

a) pentru transformatorul cu shunt:

$$k_0 = \frac{R_1}{R + R_1} n A_s \quad (\text{VII.43})$$

b) pentru transformatorul fără shunt:

$$k_0 = \frac{n R_1}{R + R_1} \quad (\text{VII.44})$$

Factorul de amplificarea al etajului cu transformator cu shunt este:

a) pentru etajul cu triodă :

$$K_0 = \frac{R_1}{R + R_1} \mu n A_s \quad (\text{VII.45})$$

b) pentru etajul cu lampă ecranată :

$$K_0 = S R_1 n A_s \quad (\text{VII.46})$$

Factorul de amplificare al etajului cu transformator fără shunt esie :

a) pentru etajul cu triodă :

$$K_0 = \frac{R_1}{R + R_1} \mu n \quad (\text{VII.47})$$

b) pentru etajul cu tub cu ecran :

$$K_0 = S R_1 n \quad (\text{VII.48})$$

§ VII.4. EXEMPLE DE CALCUL

Pentru ușurarea folosirii expresiilor obținute vom da două exemple caracteristice pentru calculul unui transformator alimentat de o sursă cu reacțanță capacțivă.

Exemplul 1. Să se calculeze parametrii electrice ai unui transformator de intrare a cărui caracteristică de frecvență să prezinte un maxim la frecvențele inferioare, datorit condensatorului de blocaj legat în punctul median al înfășurării primare și un maxim la frecvențele superioare, datorit rezonanței inductanței de acăpări. Prescripțiile tehnice și datele inițiale sunt :

Rezistența interioară a sursei de f.e.m.

$$R = 600 \Omega$$

Frecvența de lucru inferioară

$$f_i = 30 \text{ Hz } (w_i = 188,5)$$

Frecvența de lucru superioară

$$f_s = 12000 \text{ Hz } (w_s = 75400)$$

Creșterea caracteristicii, la frecvența de lucru inferioară

$$M_{fdb} = 3$$

Creșterea caracteristicii, la frecvența de lucru superioară

$$M_{sdb} = 6$$

Capacitatea de intrare a lămpii, cu care lucrează transformatorul

$$C_{ini} = 50 \mu\text{F}$$

Rezistența în derivație

$$R_1 = \text{lipsește}$$

Transformatorul trebuie să aibă shunt în înfășurarea secundară pentru îmbunătățirea stabilității funcționării etajului

1. Distorsiunile de frecvență la frecvențele superioare și inferioare sunt :

$$M_i = 10 - \frac{3}{20} = 0,707 ; M_s = 10 - \frac{6}{20} = 0,5.$$

2. Calculăm valorile d_i^2 și d_s necesare obținerii creșterilor propuse pentru caracteristica de frecvență la frecvențele superioare și inferioare:

$$d_i^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_i^2} = 2 - 2\sqrt{1 - 0,707^2} = 0,596$$

$$d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} = 2 - 2\sqrt{1 - 0,5^2} = 0,265$$

3. Deoarece conform condiției transformatorul trebuie să aibă shunt în înfășurarea secundară, determinăm valorile minime admisibile , pentru care este posibilă realizarea caracteristicii de frecvență propusă:

$$\alpha_i \min = \frac{4}{d_i^2} - 1 = \frac{2}{0,596} - 1 = 5,82$$

$$\alpha_s \min = \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{0,265} - 1 = 14,1$$

4. Presupunând $\alpha_s = 15$, pentru a satisface ambele condiții se trece la determinarea rezistenței înfășurărilor transformatorului. Deoarece în schema calculată rezistența R_1 lipsește, adică este infinită, rezistența interioară R' a circuitului dela care este alimentat transformatorul este egală cu rezistența interioară a sursei, adică cu 600 . Presupunând un coeficient de utilizare = 0,85, pentru obținerea creșterii maxime a tensiunii determinăm rezistența înfășurărilor:

$$r_1 = r_2 = \frac{R'}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) = \frac{600}{2} \left(\frac{1}{0,45^2} - 1 \right) = 115 \Omega$$

5. Rezistența generatorului la frecvențele superioare este:

$$R_s = R' + r_1 + r_2 = 600 + 115 + 115 = 830 \Omega$$

6. Rezistența shuntului, raportată la înfășurarea primară, este:

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 15 \cdot 830 = 12450 \Omega$$

7. Coeficientul A_s este:

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = \frac{15}{1 + 15} = 0,938$$

8. Calculăm valoarea impedanței caracteristice la frecvențele superioare necesară pentru obținerea creșterii propuse a caracteristicii de frecvență, luând înaintea radicalului semnul minus, pentru a obține o amplificare mai mare:

$$\begin{aligned} \rho_s &= \frac{\alpha_s d_s R_s}{2 \sqrt{A_s}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{d_s^2 (1 + \alpha_s)}} \right) = \\ &= \frac{15 \cdot \sqrt{0,265} \cdot 830}{2 \sqrt{0,938}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0,265 (1 + 15)}} \right) = 2510 \Omega \end{aligned}$$

9. Determinăm valoarea necesară a inductanței de scârpări :

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{2510 \sqrt{1 - \frac{0,265}{2}}}{75400 \cdot \sqrt{0,938}} = 0,0324 \text{ H} = 32,4 \text{ mH} .$$

10. Calculăm capacitatea totală care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, presupunând capacitatea montajului $C_m = 20 \mu\text{F}$, capacitatea proprie a transformatorului $C_{tr} = 40 \mu\text{F}$ și capacitatea condensatorului suplimentar, conectat în înfășurarea secundară pentru reglarea montajului, $C_a = 30 \mu\text{F}$:

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m + C_a = 50 + 40 + 20 + 30 = 144 \mu\text{F}$$

11. Raportul de transformare este :

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C_2}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{0,265}{2}}}{75400 \cdot \sqrt{0,938 \cdot 0,0324 \cdot 140 \cdot 10^{-12}}} = 6 .$$

12. Deoarece în cazul de față lipsește rezistența în derivație R_i , R_i este :

$$R_i = R + r_i = 600 + 115 = 715 \Omega .$$

13. Determinăm valoarea α_i :

$$\alpha_i = \frac{R'_i + r'_i}{R_i} = \frac{12\,450 + 115}{715} = 17,6$$

Comparând valoarea obținută pentru α_i cu valoarea minimă găsită la punctul 3, rezultă că valoarea obținută este admisibilă.

14. Coeficientul A_i este :

$$A = \frac{\alpha_i}{1 + \alpha_i} = \frac{17,6}{1 + 17,6} = 0,946$$

15. Calculăm impedanța caracteristică necesară la frecvențele inferioare, luând înaintea radicalului semnul minus, pentru a obține o inductanță mai mică a înfășurării primare a transformatorului

$$\begin{aligned} \rho_i &= \frac{\alpha_i d_i R_i}{2 \sqrt{A_i}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{d_i^2 (1 + \alpha_i)}} \right] = \\ &= \frac{17,6 \cdot \sqrt{0,586} \cdot 715}{2 \sqrt{0,946}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0,586 (1 + 17,6)}} \right] = 1010 \Omega \end{aligned}$$

16. Inductanța necesară a înfășurării primare este :

$$L_s = \frac{\rho_i \sqrt{A_i}}{\omega_i \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}}} = \frac{1010 \cdot \sqrt{0,946}}{188,5 \sqrt{1 - \frac{0,586}{2}}} = 6,21 \text{ H}$$

17. Capacitatea condensatorului de blocaj, din înfășurarea primară trebuie să fie :

$$C_1 = \frac{\sqrt{A_1}}{\omega_1 \rho_1 \sqrt{1 - \frac{d_1^2}{2}}} = \frac{\sqrt{0,946}}{188,5 \cdot 1010 \sqrt{1 - \frac{0,586}{2}}} = 6,1 \cdot 10^{-6} \text{ F} \approx 6 \mu\text{F}$$

18. Rezistența shuntului din înfășurarea secundară este :

$$R_2 = R_2' n^2 = 12450 \cdot 6^2 = 450000 \Omega$$

19. Rezistența înfășurării secundare poate să fie de cel mult :

$$r_2 = r_2' n^2 = 115 \cdot 6^2 \approx 4000 \Omega$$

20. Coeficientul de scăpări al transformatorului calculat este :

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,0324}{6,21} = 0,00521$$

Dacă pentru miezul transformatorului se folosește un oțel obișnuit de transformator, acest coeficient de scăpări va necesita probabil dispunerea alternativă a înfășurărilor (vezi § XV. 2). În acest caz, folosirea permalloyului poate reduce creșterea caracteristicilor de frecvență la frecvențele inferioare, din cauza reluctanței scăzute a permalloyului (vezi paragraful XI. 2). Dacă în miez se prevede un mic întrefier se poate folosi permalloy (XII. 2).

21. Constanta de timp a transformatorului calculat este :

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{6,21}{115} = 0,054 \text{ s}$$

22. Coeficientul de transfer se determină prin expresia :

$$k_0 = n A_s = 6 \cdot 0,938 = 5,62$$

Deoarece în acest caz, rezistența R_1 este infinită.

Exemplul 2 Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de cuplaj dintr'un etaj cu rezistență și transformator, cu tub cu ecran, fără shunt în înfășurarea secundară. Datele și condițiile tehnice sunt :

Rezistența din circuitul anodic al lămpii

$$R_1 = 30000 \Omega$$

Frecvența de lucru inferioară

$$f_i = 150 \text{ Hz } (\omega_1 = 942)$$

Frecvența de lucru superioară

$$f_s = 4000 \text{ Hz } (\omega_s = 25100)$$

Distorsiunile de frecvență admisibile, la frecvența inferioară

$$M_{idb} = -1 \text{ (} M_i = 1,122 \text{)}$$

Distorsiunile de frecvență admisibile, la frecvența de lucru superioară

$$M_{sdb} = -1 \text{ (} M_s = 1,122 \text{)}$$

Capacitatea de intrare a lămpii cu care lucrează transformatorul

$$C_{int} = 35 \mu\text{F}$$

Panta caracteristicii tubului cu ecran cu care lucrează transformatorul

$$S = 3,5 \text{ mA/V}$$

1. Rezistența admisibilă a înfășurărilor transformatorului se găsește în cazul de față presupunând rezistența internă a sursei egală cu R_1 și plecând

dela un coeficient de utilizare $\xi = 0,9$, deoarece în cazul unui ξ mai mic, rezistențele înfășurărilor se obțin prea mari și nu se pot realiza practic:

$$r_1 = r'_2 = \frac{R_1}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) = \frac{3000}{2} \left(\frac{1}{0,9^2} - 1 \right) = 3500 \, \Omega.$$

2. Rezistența generatorului la frecvențele superioare este:

$$R_g = R_1 + r_1 + r'_2 = 30000 + 3500 + 3500 = 37000 \, \Omega$$

3. Găsim capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară, presupunând capacitatea montajului C_m egală cu $15 \mu F$, iar capacitatea proprie a transformatorului C_{tr} egală cu $50 \mu F$:

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m = 35 + 50 + 15 = 100 \mu F$$

4. Determinăm inductanța de scăpări necesară a transformatorului, presupunând $d_s^2 = 2$, deoarece nu este necesară ascendența la frecvențele superioare:

$$L_s = \frac{R_g}{\sqrt{2} \omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1} = \frac{37000}{\sqrt{2} \cdot 25100} \sqrt{1,12^{22} - 1} = 0,745 \, H.$$

5. Raportul de transformare rezultă din expresia:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_g^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,745}{37000^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}}} = 3,3$$

6. Rezistența înfășurării secundare nu trebuie să depășească:

$$r_2 = r' \cdot n^2 = 3500 \cdot 3,3^2 = 38000 \, \Omega.$$

Rezistența reală va fi mai mică; valoarea ei se va determina la calculul constructiv al transformatorului și va depinde de diametrul minim admisibil al conductorului înfășurării secundare.

7. Determinăm rezistența generatorului la frecvențele inferioare:

$$R_i = R_1 + r_1 = 30000 + 3500 = 33500 \, \Omega.$$

8. Presupunând $d_s^2 = 2$ (deoarece la frecvențele inferioare nu se cere o creștere a caracteristicii) găsim inductanța înfășurării primare a transformatorului din:

$$L_1 = \frac{0,707 R_i}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{0,707 \cdot 33500}{941 \cdot \sqrt{1,12^{22} - 1}} = 35,6 \, H$$

9. Capacitatea condensatorului de blocaj trebuie să fie:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1,414}{\omega_i^2 R_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{1,414}{941 \cdot 33500 \cdot \sqrt{1,12^{22} - 1}} \\ &= 0,0628 \cdot 10^{-6} \, F \approx 0,06 \, \mu F \end{aligned}$$

10. Coeficientul de scăpări al transformatorului este :

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,745}{35,6} = 0,021 .$$

11. Constanta de timp este :

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{35,6}{3500} \approx 0,01 \text{ s}$$

12. Factorul de amplificare al etajului este :

$$K_0 = SR_1 n = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 3,3 = 346$$

Exemplul indicat confirmă cele spuse în paragraful IV.8, și anume că folosirea schemei cu alimentare în paralel permite să se folosească un tub cu ecran în etajul cu transformator obținându-se un factor de amplificare mai mare.

CAPITOLUL VIII

IMPEDANȚELE DE INTRARE ȘI IEȘIRE ALE TRANSFORMATORULUI

§ VIII.1. Cazurile când impedanța de intrare sau de ieșire a transformatorului este dată.

În unele cazuri, este necesar ca impedanța de intrare sau de ieșire a transformatorului să aibă o valoare determinată, și ca în banda frecvențelor de lucru, abaterile dela această valoare să nu depășească o anumită limită. Aceste condiții se prezintă de obicei transformatorilor care lucrează cu filtre electrice, sau linii de transmisiune care necesită adaptarea impedanțelor de intrare a transformatorului la impedanța caracteristică a sursei. În cazul funcționării transformatorului cu o sarcină în secundar de același gen, impedanța de ieșire a transformatorului trebuie să fie de asemenea adaptată la impedanța caracteristică a sarcinii.

Pentru ca impedanța de intrare sau de ieșire a transformatorului să aibă o valoare bine stabilită în banda frecvențelor de lucru și abaterile dela această valoare să nu depășească anumite limite, transformatorul trebuie să aibă anumiți parametri electrici. Calculul acestor parametri poate fi executat pe baza analizei impedanțelor de intrare și de ieșire ale transformatorului.

§ VIII.2. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă.

Transformatorii de intrare din amplificatori pot avea în banda frecvențelor de lucru o sarcină rezistivă sau capacitivă. Să studiem cum se determină impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă.

1. La frecvențele joase.

Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă, în banda frecvențelor joase, se poate deduce din schema

echivalentă a unui astfel de transformator, pentru frecvențele joase, calculând impedanța dinspre partea sursei (fig. VIII. 1). Din această schemă rezultă:

$$Z_{int\ i} = r_1 + \frac{j\omega L_1 (r'_2 + R'_2)}{r'_2 + R'_2 + j\omega L_1} = r_1 + \frac{r'_2 + R'_2}{1 + p^2} + j\omega L_1 \frac{p^2}{1 + p^2} \quad (\text{VIII.1})$$

În care:

$$p = \frac{r'_2 + R'_2}{\omega L_1}$$

La micșorarea frecvenței (creșterea lui p), impedanța de intrare devine pur inductivă, iar valoarea ei scade.

La frecvențele medii, admitanța brațului în care se găsește inductanța L_1 poate fi neglijată, iar impedanța de intrare capătă forma:

$$Z_{int\ o} = r_1 + r'_2 + R'_2 \quad (\text{VIII.2})$$

Împărțind expresia (VIII. 1) prin expresia (VIII. 2) și calculând modulul, se obține următoarea expresie, de determinare a coeficientului de variație al impedanței de intrare, la frecvențele joase, pentru un transformator cu sarcină rezistivă:

$$N_{int\ i} = \frac{Z_{int\ i}}{Z_{int\ o}} = \frac{\sqrt{1 + Ap^2}}{1 + p^2} \quad (\text{VIII.3})$$

Aici:

$$A = \frac{r_1}{r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{1 - \eta}{2}; \quad B = \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{1 + \eta}{2} \quad (\text{VIII.4})$$

Formulele (VIII.1) și (VIII.3) permit să se calculeze componentele impedanței de intrare și coeficientul de variație al modulului impedanței de intrare a transformatorului, la frecvențele joase.

Dacă $N_{int\ i}$ este cunoscut, trebuie să se calculeze în funcție de el inductanța înfășurării primare, pentru care factorul de variație al modulului impedanței de intrare, la frecvența de lucru inferioară, nu va fi mai mic decât valoarea dată. Pentru aceasta poate fi folosită relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență la frecvențele inferioare M_i și coeficientul $N_{int\ i}$. Plecând de la o anumită valoare a randamentului transformatorului și calculând M_i pentru diferite frecvențe, se poate găsi pentru aceleași frecvențe, coeficientul $N_{int\ i}$, din formula (VIII.3), și astfel se

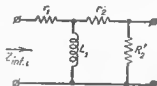


Fig. VIII.1. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă (pentru frecvențele joase).

determină funcția $N_{int i} = f(M_i)$. Graficul acestei funcții pentru două valori ale randamentului ($\eta = 0,7$ și $\eta = 1$) este dat în fig. VIII.2. După cum se vede, curbele diferă puțin, iar pentru calcule se poate folosi curba pentru $\eta = 0,7$. Curbele

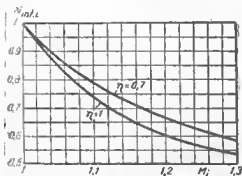


Fig. VIII.2. Variația factorului distorsiunilor de frecvență M_i , în funcție de coeficientul de variație a impedanței de intrare $N_{int i}$ la frecvențele inferioare pentru $\alpha = 1$.

valoarea M_i , mai apropiată de unitate. Pentru această valoare a inducției, atât caracteristica de frecvență, cât și impedanța de intrare vor satisface condițiile puse.

2. La frecvențele superioare.

Schema echivalentă pentru determinarea impedanței de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă la frecvențele superioare este reprezentată în fig. VII.3. Din această schemă rezultă:

$$Z_{int s} = r_1 + r'_2 + R'_2 + j\omega L_s \quad (\text{VIII.5})$$

Se vede că impedanța de intrare la frecvențele superioare crește proporțional cu creșterea frecvenței, înzând spre infinit, iar unghiul de fază tinde spre 90° . Împărțind expresia (VIII.5), prin expresia (VII.2) și trecând la modul, obținem coeficientul de variație a impedanței de intrare, la frecvențele superioare)

$$N_{int s} = \frac{Z_{int s}}{Z_{int o}} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{r_1 + r'_2 + R'_2} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{\alpha R} \right)^2} \quad (\text{VIII.6})$$

Formulele (VIII.5) și (VIII.6) sunt practice atât pentru calculul componentelor, cât și al coeficientului de variație a impe-

danței de intrare, la frecvențele superioare. Pentru determinarea inductanței de scăpări a transformatorului, admisibilă din punctul de vedere al impedanței de intrare la frecvențele superioare, exprimăm paranteza de sub radicalul din formula (VIII.6) prin M_s , foto fiind pentru această ecuația (II.28). Substituind pentru α valoarea $\alpha=1$, obținem:

$$N_{int.s} = \sqrt{1 + 4(M_s^2 - 1)} \quad (\text{VIII.7})$$

Curba $N_{int.s}$, în funcție de M_s , construită pe baza ecuației (VIII.7) este indicată în fig. VIII.4. După această curbă, sau după

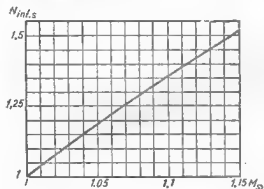


Fig. VIII.4. Relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență M_s și coeficientul de variație a impedanței de intrare la frecvențele superioare $N_{int.s}$ pentru $\alpha=1$.

atât în ce privește caracteristica de frecvență, cât și cele referitoare la impedanța de intrare.

3. Shuntarea înfășurării primare, printr-o rezistență

Uneori, în cazul unor cerințe foarte mari în ce privește constanta impedanței de intrare a transformatorului în banda frecvențelor de lucru, inductanța de calcul a înfășurării primare se obține foarte mare, iar inductanța de scăpări prea mică. Atunci transformatorul calculat are dimensiuni foarte mari și o

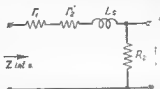


Fig. VIII.3. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă (la frecvențele superioare).

formula (VIII.7), se calculează valoarea M_s , corespunzătoare lui $N_{int.s}$ propus. Prin compararea valorii rezultate cu valoarea propusă pentru factorul distorsiunilor de frecvență, la frecvențele superioare, se ia valoarea mai apropiată de unitate. După aceasta, presupunând $\alpha=1$, se determină după formula (II.29) inductanța de scăpări admisibilă pentru transformator. Vor fi astfel satisfăcute cerințele

construcție complicată a înfășurărilor, fiind voluminos și scump. Pentru micșorarea dimensiunilor și simplificarea construcției, în aceste cazuri, se poate recomanda shuntarea înfășurării primare, printr-o rezistență care să depășească puțin impedanța de intrare propusă la frecvențele medii. În acest caz, impedanța de intrare a transformatorului Z_{ir0} , legată în derivație cu rezistența de shuntare din înfășurarea primară R_1 , trebuie să dea a impedanță egală cu impedanța de intrare propusă, Z_{int0} . De aici se poate determina cu ușurință impedanța de intrare a transformatorului și raportul de transformare necesar:

$$Z_{int0} = \frac{R_1 Z_{ir0}}{R_1 + Z_{ir0}}; \quad Z_{ir0} = \frac{R_1 Z_{int0}}{R_1 - Z_{int0}}; \quad (\text{VIII.8})$$

$$Z_{ir0} = r_1 + r'_1 + R'_2 = \frac{R'_2}{\eta} = \frac{R_2}{n^2 \eta}; \quad n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta Z_{ir0}}} \quad (\text{VIII.9})$$

Valoarea rezistenței shuntului din înfășurarea secundară R_2 , se determină ca de obicei din condiția ca sarcina să fie rezistivă în banda frecvențelor de lucru.

Nu trebuie să se piardă din vedere că în cazul când există shunt în înfășurarea primară, rezistența sursei, văzută de la transformator, devine mai mică și este determinată din expresia:

$$R = \frac{Z_{int0} R_1}{Z_{int0} + R_1} \quad (\text{VIII.10})$$

fapt de care trebuie să se țină seama la calculul caracteristicii de frecvență a transformatorului.

Uneori, în înfășurarea secundară nu se pune shunt și fiindcă în acest caz impedanța de intrare a transformatorului, la frecvențele medii, este foarte mare, rezistența shuntului în înfășurarea primară se ia egală cu impedanța de intrare propusă. În cazul acesta, transformatorul nu se poate considera ca având o sarcină rezistivă și pentru ca impedanța de intrare să nu scadă brusc la frecvențele înalte, raportul de transformare se ia scăzut, uneori chiar egal cu unitatea. Aceasta permite ca frecvența de rezonanță a circuitului serie, format din inductanța de scăpări L_s și capacitatea C' , să fie mult în afara limitei frecvenței de lucru superioare. În acest caz, rezistența sursei văzută de la transformator rezultă egală cu jumătate din rezistența liniei sau a filtrului ceeace echivalează cu jumătatea rezistenței shuntului R_1 .

Shuntul din înfășurarea primară, mășind stabilitatea impedanței de intrare și micșorând dimensiunile și costul transforma-

torului, reduce brusc raportul lui de transformare și prin urmare și ridicarea de tensiune produsă de el. Deaceea, dacă transformatorul se poate obține simplu și ieftin fără shunt în înfășurarea primară, nu trebuie să se shunțieze această înfășurare.

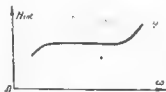


Fig. VIII.5 Relația dintre impedanța de intrare și pulsație pentru transformatorul cu sarcină rezistivă.

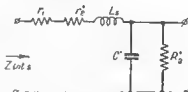


Fig. VIII.6. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă la frecvențele superioare.

Aspectul curbei ce reprezintă relația dintre impedanța de intrare și pulsație, pentru transformatorul cu sarcină rezistivă, este cel al curbei din fig. VIII. 5.

§ VIII. 3. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă

1. La frecvențele inferioare

Schema echivalentă pentru frecvențele joase a circuitului de intrare al transformatorului cu sarcină capacitivă nu diferă de schema analoagă pentru transformatorul cu sarcină rezistivă (fig. VIII.1). Deaceea, formulele pentru determinarea impedanței de intrare la frecvențele joase rămân neschimbate.

2. La frecvențele superioare

Schema echivalentă a circuitului de intrare pentru frecvențele superioare este indicată în fig. VIII.6. Determinând prin metoda obișnuită impedanța de intrare găsim:

$$Z_{int s} = r_1 + r'_2 + \frac{R'_2}{1 + \omega^2 C'^2 R'^2_2} + j \left\{ \omega L_s - \frac{\omega C' R'^2_2}{1 + \omega^2 C'^2 R'^2_2} \right\} \quad (\text{VIII.11})$$

Această formulă poate servi la determinarea valorii impedanței de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă, în banda frecvențelor superioare. Analiza ei dovedește că la creș-

terea frecvenței impedanța de intrare scade, apoi trece printr'un minim, în apropiere de frecvența de rezonanță, și după aceea crește, tinzând spre infinit. Componenta reactivă a impedanței de intrare are la început un caracter capacitiv, după aceea trece prin zero și devine inductivă.

Deoarece impedanța de intrare a transformatorului, la frecvențele medii, trebuie să fie egală cu impedanța surselor, adică $a=1$, coeficientul a_s rezultă totdeauna mai mic decât unitatea, și depinde de factorul de utilizare ξ :

$$a_s = \frac{R'_2}{R+r_1+r'_2} = \frac{R-(r_1+r'_2)}{R+r_1+r'_2} = \frac{R-R\left(\frac{1}{\xi^2}-1\right)}{R+R\left(\frac{1}{\xi^2}-1\right)} = 2\xi^2-1 \quad (\text{VIII.12})$$

Deaceia, coeficientul de atenuare al circuitului d_s , a cărui valoare minimă se determină prin expresia (IV.24), este totdeauna mai mare decât cel critic, iar caracteristica de frecvență nu poate prezenta un maxim la frecvențele superioare.

Inductanța de scăpări, necesară pentru transformator, se poate determina cu aproximație, după formula (IV.37), dedusă pentru $d_s^2=2$. Valoarea ρ_s se calculează din expresia (IV.23), care devine:

$$\frac{\rho_s}{R_s} = \sqrt{a_s} = \sqrt{2\xi^2-1}, \quad \rho_s = R_s \sqrt{2\xi^2-1} \quad (\text{VIII.13})$$

Determinând din formula (IV.24) valoarea minimă a lui d_s , raportul de transformare se calculează conform expresiei (IV.49):

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{d_{s\min}^2 L_s}{K_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2 L_s}{\xi^2 R_s^2 C}} \quad (\text{VIII.14})$$

Caracteristica de frecvență a transformatorilor calculați se determină după formula (IV.18), iar coeficientul de variație a modului impedanței de intrare poate fi calculat în funcție de frecvență, din expresia ce se obține prin transformări simple din formulele (VIII.11) și VIII.2):

$$\begin{aligned} N_{int s} &= \frac{Z_{int s}}{Z_{int o}} = \\ &= \left(2 - \frac{1}{\xi^2}\right) \sqrt{\left(\frac{1-\xi^2}{2\xi^2-1} + \frac{1}{1+a^2q^4}\right)^2 + \left(\frac{q}{a} - \frac{aq}{1+a^2q^4}\right)^2} \quad (\text{VIII.15}) \end{aligned}$$

Aici:

$$a = \sqrt{\frac{CR_2^2}{L_s}}; \quad q = \omega \sqrt{L_s C'} \quad (\text{VIII.16})$$

Aspectul general al curbei ce redă variația impedanței de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă în funcție de frecvență, este cel al curbei din fig. VII.7.

VIII.4. IMPEDANȚA DE IEȘIRE A TRANSFORMATORULUI

1. La frecvențele inferioare

Schema echivalentă a impedanței de ieșire a transformatorului la frecvențele de lucru inferioare, este reprezentată în fig. VIII.8. Din această schemă reiese că la frecvențele inferioare

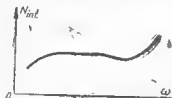


Fig. VII.7. Relația dintre impedanța de intrare și frecvență, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă.



Fig. VIII.8. Schema echivalentă a impedanței de ieșire a transformatorilor, la frecvențele inferioare.

oare impedanța de ieșire a transformatorului este dată de expresia:

$$Z_{ies\ i} = r_2 + \frac{j\omega L_1 (r_1' + R')}{R' + r_1' + j\omega L_1} = r_2 + \frac{r_1' + R'}{1 + p_2} + j\omega L_1 \frac{p_2^2}{1 + p_2} \quad (\text{VIII.17})$$

în care:

$$r_1' = r_1 n^2; \quad R' = R n^2; \quad L_1' = L_1 n^2; \quad p = \frac{r_1' + R'}{\omega L_1'} = \frac{r_1 + R}{\omega L_1} \quad (\text{VIII.18})$$

Din formula (VIII.17) rezultă că la scăderea frecvenței, impedanța de ieșire scade în valoare și se apropie de impedanța pur inducivă.

În banda frecvențelor medii, impedanța de ieșire devine rezistivă:

$$Z_{ies\ 0} = r_2 + r_1' + R' \quad (\text{VIII.19})$$

Împărțind formula (VIII.17) prin formula (VIII.19), și trecând la modul, se va obține expresia care determină coeficientul de variație a impedanței de ieșire, în funcție de frecvență, cu condiția ca $r_2 = r'_1$:

$$N_{ies} = \frac{Z_{ies i}}{Z_{ies o}} = \frac{\sqrt{(1 + Ap^2)^2 + p^2 B^2}}{1 + p^2} \quad (\text{VIII.20})$$

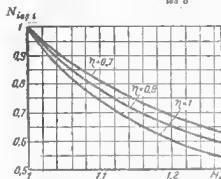


Fig. VIII.9 Relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență M_1 și coeficientul de variație a impedanței de ieșire, la frecvențele inferioare $N_{ies i}$.

$N_{ies i} = f(M_1)$ pentru diferite valori ale randamentului transformatorului. Aceste curbe sunt date în fig. VIII.9. Cu ajutorul lor, putem determina pe M_1 , la frecvența de lucru inferioară propusă, și în funcție de coeficientul de variație a impedanței de ieșire. Comparând valoarea găsită cu cea propusă, luăm pe cea mai apropiată de unitate și determinăm conform calculului obișnuit, inductanța înfășurării primare.

Raportul de transformare se determină din expresia (II.84), dedusă pentru condiția ca impedanța de ieșire a transformatorului să fie egală cu impedanța sarcinii.

Aici :

$$A = \frac{r_2}{r_2 + r'_1 + R'} = \frac{1 - \eta}{2\eta}$$

$$B = \frac{r'_1 + R'}{r_2 + r'_1 + R'} = \frac{3\eta - 1}{2\eta} \quad (\text{VIII.21})$$

Impedanța de ieșire, ca și cea de intrare, depinde de factorul distorsiunilor de frecvență. Calculând relația dintre ele, prin metoda indicată în § 2 din prezentul capitol, cu condiția ca $Z_{ies o} = R_2$, se obțin cu ușurință curbele

2. La frecvențele superioare

La transformatorii de ieșire, în majoritatea cazurilor se poate neglija influența capacității lămpii și a capacității proprii a transformatorului asupra impedanței de ieșire. Schema echivalentă pentru frecvențele superioare conține numai un singur element reactiv; inductanța de scăpări a transformatorului (fig. VIII.10).

Din această schemă reiese că impedanța de ieșire în banda frecvențelor de lucru superioare se determină prin expresia :

$$Z_{ies\ s} = R' + r'_1 + r_2 + j\omega L'_s \quad (\text{VIII.22})$$

în care :

$$R' = Rn^2; \quad r'_1 = r_1 n^2; \quad L'_s = L_s n^2 \quad (\text{VIII.23})$$

Coeficientul de variație a modulului impedanței de ieșire, la frecvențele superioare, este egal cu raportul dintre modulul expresiei (VIII.22) și cel al expresiei (VIII.19) :

$$\begin{aligned} N_{ies\ s} &= \frac{L_{ies\ s}}{Z_{ies\ s}} = \sqrt{1 + \left[\frac{\omega L'_s}{R' + r'_1 + r_2} \right]^2} = \\ &= \sqrt{1 + \left[\frac{\omega L_s}{R + r_1 + r'_2} \right]^2} \end{aligned} \quad (\text{VIII.24})$$

Rezolvând expresiile (VIII.24) și (II.28), și luând în considerare faptul că impedanța de ieșire la frecvențele medii este egală cu impedanța sursei (condiția lipsei reflexiei), se obține formula care leagă coeficientul de variație a impedanței de ieșire cu distorsiunile de frecvență, la frecvențele superioare :

$$N_{ies\ s} = \sqrt{1 + 4(M_s^2 - 1)} \quad (\text{VIII.25})$$

Deoarece formulele (VIII.25) și (VII.7) sunt similare, pentru determinarea valorii admisibile a factorului distorsiunilor de frecvență la frecvențele superioare M_s , după $N_{ies\ s}$ dat, se poate folosi curba din fig. VIII.4. Inductanța de scăpări admisibilă

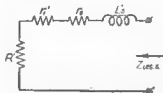


Fig. VII.10. Schema echivalentă a impedanței de ieșire a transformatorilor, la frecvențe superioare.

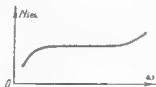


Fig. VIII.11. Relația dintre impedanța de ieșire a transformatorului și pulsație.

pentru transformatori se calculează după formula obișnuită (II.29), în care se substituie valoarea lui M_s , cea mai apropiată de unitate (o valoare se determină după curbă, iar cealaltă este fac-

torul distorsiunilor de frecvență propus pentru frecvențele superioare). Valoarea α , care se substituie în formula (II.29) ce calculează din expresia (II.87). Aspectul general al relației dintre impedanța de ieșire a transformatorului și pulsație este indicat în fig. VIII.11. În banda frecvențelor inferioare, impedanța de ieșire scade, din cauza influenței inductanței înfășurării primare, iar la frecvențele superioare crește, din cauza influenței inductanței de scăpări.

CAPITOLUL IX

TRECEREA SEMNALELOR SUB FORMĂ DE IMPULSURI, PRIN TRANSFORMATORI

§ IX. 1. Tipurile de distorsionări ale impulsurilor, produse de transformatori

În unele cazuri, semnalul aplicat transformatorului are o formă dreptunghiulară, sau este constituit dintr'un șir de impulsuri dreptunghiulare izolate. Transformatorul posedă capacitate și inductanță; aplicarea impulsurilor de tensiune în primar provoacă apariția în transformator a unor fenomene tranzitorii, care modifică forma curbei de tensiune, obținându-se o altă formă în înfășurarea secundară.

Pentru simplificarea analizei acestor fenomene, schema echivalentă completă trebuie să se transforme în scheme pentru frecvențele inferioare și superioare, similar cu ceea ce s'a făcut la analiza caracteristicilor de frecvență și de fază.

Distorsiunile de frecvență și de fază ale armonicelor superioare ale impulsului aplicat transformatorului, provoacă reducerea vitezei de creștere a impulsului și uneori cauzează apariția unor oscilații amortizate, excitate prin șoc. Distorsiunile de acest gen pot fi determinate după schema echivalentă pentru frecvențele superioare.

Distorsiunile de frecvență și de fază, produse de transformator, la frecvența fundamentală a impulsului, provoacă înclinarea părții superioare a curbei impulsului, în raport cu axa timpului. Formulele pentru determinarea distorsiunilor de acest gen se pot obține analizând schema echivalentă a transformatorului, pentru frecvențele inferioare.

Să studiem acum cele mai simple cazuri de distorsionare a formei semnalului dreptunghiular, la trecerea lui prin transformatorii cu sarcină rezistivă și capacivă.

§ IX. 2. Distorstunile provocate de inductanța înfășurării primare

Mai sus s'a demonstrat că schemele echivalente simplificate ale transformatorilor cu sarcină rezistivă și capacitivă, pentru frecvențele de lucru inferioare, sunt identice și au forma reprezentată în fig. IX.1. Rezistența generatorului echivalent R_{ei} se determină din expresia (II.6), iar amplitudinea impulsului U_{ei} aplicat schemei este :

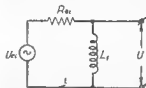


Fig. IX.1. Schema echivalentă pentru determinarea distorsionilor impulsului, produse de inductanța L_1 .

$$U_{ei} = U \frac{r'_2 + P'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} \quad (\text{IX.1})$$

Vom studia impulsul de tensiune de formă dreptunghiulară aplicat înfășurării primare a transformatorului, ca fiind rezultatul unei conectări și deconectări instantanee a unei tensiuni continue U , aplicată înfășurării primare.

Pentru a determina relația dintre timp și tensiunea u , proporțională cu tensiunea din înfășurarea secundară, este necesar să se determine mai întâi relația dintre curentul i din circuit și timp. Pentru aceasta este suficient să se rezolve ecuația diferențială :

$$U_{ei} = iR_{ei} + L_1 \frac{di}{dt} \quad (\text{IX.2})$$

Soluția acestei ecuații are forma :

$$i = \frac{U_{ei}}{R_{ei}} \left(1 - e^{-\frac{R_{ei}}{L_1} t} \right) \quad (\text{IX.3})$$

În care e reprezintă baza logaritmilor naturali.

Tensiunea u la bornele inducției L_1 , proporțională tensiunii de ieșire, este :

$$u = L_1 \frac{di}{dt} = U_{ei} e^{-\frac{R_{ei}}{L_1} t} \quad (\text{IX.4})$$

Rezultatul obținut reprezintă cunoscuta curbă exponențială, care tinde spre zero când crește timpul t . Deaceia, vârful impulsului este retezat după o exponențială (fig. IX.2, a cărei pantă

este determinată de constanta de timp a circuitului, adică de raportul dintre L_1 și R_{ei} .

Notăm durata impulsului prin T și valoarea tensiunii u , în momentul încetării impulsului, prin U_T ; raportul U_{ei} față de U_T caracterizează distorsiunile produse de inductanța înfășurării primare. Notând acest raport prin m_i , obținem:

$$m_i = \frac{U_T}{U_{ei}} = e^{-\frac{R_{ei}}{L_1} T} \quad (\text{IX.5})$$

Rezolvând expresia (IX.5), în rapori cu L_1 obținem formula pentru determinarea inductanței înfășurării primare a transformatorului, în funcție de durata propusă a impulsului T și de distorsiunile admise:

$$L_1 = \frac{R_{ei} T}{\ln \frac{1}{m_i}} \quad (\text{XI.6})$$

în care \ln înseamnă logaritm natural.

Este interesant să se determine valoarea distorsiunilor de frecvență corespunzătoare anumitor valori ale coeficientului m_i . Aceasta se poate efectua cu ușurință, presupunând că semnalul are o formă dreptunghiulară simetrică, cu o durată egală a semnelor pozitive și negative. În acest caz, durata impulsului va fi legată de pulsația semnalului, prin expresia:

$$T = \frac{\pi}{\omega} \quad (\text{IX.7})$$

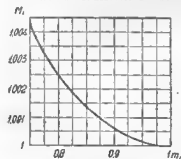


Fig. IX.3. Relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență la frecvențele inferioare M_v și deformarea impulsului.

(IX.6) și (II.14), în raport cu M_v găsim:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{\ln \frac{1}{m}}{\pi} \right)^2} \quad (\text{IX.8})$$

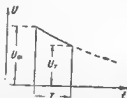


Fig. IX.2. Deformarea impulsului, provocată de inductanța înfășurării primare a transformatorului.

frecvență corespunzătoare anumitor valori ale coeficientului m_i . Aceasta se poate efectua cu ușurință, presupunând că semnalul are o formă dreptunghiulară simetrică, cu o durată egală a semnelor pozitive și negative. În acest caz, durata impulsului va fi legată de pulsația semnalului, prin expresia:

Înlocuim în formula (IX.6), pe T prin valoarea obținută și rezolvând în comun formulele

Curba variației lui M_i în funcție de m_i calculată după această formulă este dată în fig. IX.3. După cum se vede din această curbă, pentru a obține un $m_i = 0,95$, adică o micșorare a amplitudinii la sfârșitul impulsului cu 50%, este necesar un transformator cu un factor al distorsiunilor de frecvență $M_i = 1,00014$ la frecvența impulsurilor.

Din acest exemplu rezultă că reproducerea nedistorsionată,



Fig. IX.4. Deformarea impulsurilor dreptunghiulare, provocate de o inductanță insuficientă a înfășurării primare a transformatorului.

a semnalelor sub formă de impulsuri sau a semnalelor dreptunghiulare, necesită o inductanță mult mai mare pentru înălșurarea primară decât este necesar pentru obținerea unei bune caracteristici de frecvență.

Pentru a ilustra aceasta, în fig. IX.4 este redată oscilograma impulsurilor dreptunghiulare, care au trecut

printr'un transformator cu o inductanță primară insuficientă. Aici se vede clar „tăierea” vârfului impulsului, provocată de influența inductanței înfășurării primare.

§ IX. 3. Distorsiunile provocate de inductanța de scăpări

Distorsionarea impulsurilor, provocată de inductanța de scăpări a transformatorului cu sarcină rezistivă se poate determina cu ușurință din schema echivalentă, pentru frecvențele superioare, indicată în fig. IX.5. Egalând tensiunea impulsului, cu căderea de tensiune din circuit, avem:

$$U = i(R_s + R'_2) + L_s \frac{di}{dt} \quad (\text{IX.9})$$

Rezolvând această ecuație diferențială, în raport cu i (valoarea instantanee a curentului din circuit), obținem:

$$i = \frac{U}{R_s + R'_2} \left(1 - e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s} t} \right) \quad (\text{IX.10})$$

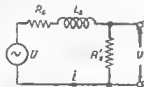


Fig. IX.5. Schema echivalentă pentru determinarea distorsionării impulsurilor produsă de inductanța de scăpări.

de aici :

$$u = iR'_2 = U' \left(1 - e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s} t} \right) \quad (\text{IX.11})$$

în care :

$$U' = U \frac{R'_2}{R_s + R_2}$$

Expresia obținută dovedește că tensiunea din înfășurarea secundară nu crește instantaneu, ci după o curbă exponențială (fig. IX.6). Viteza acestei creșteri (panta curbei impulsului) este determinată de constanta de timp a circuitului, egală cu raportul dintre inductanța de scăpări și rezistență. La sfârșitul impulsului are loc fenomenul invers : tensiunea din înfășurarea secundară nu scade instantaneu. Prin rezolvarea ecuației (IX.9), după ce s'a înlocuit $U=0$ și valoarea curentului de regim, se obține funcția căderii tensiunii :

$$u = U' e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s} t} \quad (\text{IX.12})$$

Distorsiunile studiate se caracterizează prin timpul t' , în cursul căruia tensiunea impulsului dela teșirea transformatorului atinge o valoare determinată, apropiată de valoarea de regim. Să notăm prin Δ raportul timpului de creștere a tensiunii până la o valoare anumită, U_t , față de durata impulsului T și prin m_s raportul U_t față de tensiunea de regim :

$$\frac{t'}{T} = \Delta ; \quad \frac{U_t}{U'} = m_s \quad (\text{IX.13})$$

Atunci, rezolvând egalitatea :

$$U_t = U' \left(1 - e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s} t'} \right) \quad (\text{IX.14})$$

în raport cu L_s obținem formula de calcul pentru determinarea

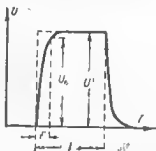


Fig. IX.6. Distorsiunea impulsurilor produsă de inductanța de scăpări a transformatorului.

inductanței de scăpări a transformatorului, în funcție de Δ și m_s , propuse :

$$L_s = \frac{\pi^2 (R_s + R_2)}{\ln \frac{1}{1-m_s}} = \frac{\Delta T(R + r_1 + r_2 + R_2)}{\ln \frac{1}{1-m_s}}. \quad (\text{IX.15})$$

Pentru determinarea relației dintre distorsiunile de frecvență, și durata stabilirii impulsului la frecvențele superioare, este suficient să se rezolve în comun expresiile (IX.15) și (II.28), în raport cu M_s , presupunând semnalul dreptunghiular cu aceeași durată a semiundelor pozitive și negative. Prin rezolvare se obține :

$$M_s = \sqrt{1 + \left[\frac{\pi \Delta}{\ln \frac{1}{1-m_s}} \right]^2}. \quad (\text{IX.16})$$

Curbele variației lui M_s în funcție de m_s , pentru valorile lui Δ egale cu 0,05; 0,1; 0,2, calculate după formula (IX.16) sunt indicate în fig. (IX.7).

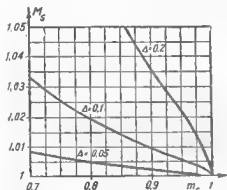


Fig. IX.7. Relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență M_s , la frecvențele superioare și timpul de stabilire a impulsului.

Cu ajutorul acestor curbe se poate determina ce distorsiuni de frecvență trebuie să se producă în transformator, la frecvența de bază a impulsului (frecvența fundamentalei impulsului), ca să se obțină timpul de stabilire a impulsului propus.

De exemplu, pentru o creștere a tensiunii până la 0,95 din valoarea de regim, în 0,05 din durata impulsului ($m_s = 0,95$; $\Delta = 0,05$), transformatorul trebuie să aibă un factor al distorsi-

unilor de frecvență $M_s = 1,0014$. După formulele (IX.6) și (IX.15) se poate calcula cu ușurință, că pentru a face să apară oscilațiile dreptunghiulare pure, fără distorsiuni vizibile pe ecranul oscilografului catodic ($m_s = 0,95$; $\Delta = 0,05$, $m_s = 0,95$), dacă $\alpha = 1$ raportul dintre inductanța de scăpări și inductanța înfășurării primare trebuie să fie de aproximativ 0,003. În cazul folosirii pentru miez a oțelului de transformator, acest coeficient de

scăpări necesită o construcție specială a înfășurărilor, ceea ce cauzează creșterea costului transformatorului. De aceea, la amplificatorii de impulsuri și amplificatorii oscilațiilor dreptunghiulare, mai ales când durată impulsurilor sau frecvența pot varia și când se prezintă cerințe ridicate față de forma semnalului, se evita folosirea transformatorilor, deoarece construcția lor în acest caz este complicată, iar costul ridicat.

Distorsionarea impulsurilor dreptunghiulare, datorită inductanței de scăpări a transformatorului, se vede în fig. IX.8, unde este arătată oscilograma impulsurilor dreptunghiulare, care au trecut printr'un transfor-



Fig. IX.8. Distorsionarea impulsurilor dreptunghiulare, provocată de inductanța de scăpări a transformatorului.

mator cu o mare inductanță de scăpări. Din oscilogramă rezultă clar că atât stabilirea cât și oprirea impulsului nu au loc instantaneu, ci după o curbă exponențială.

† IX. 4. Distorsiunile provocate de acțiunea comună a inductanței de scăpări și a capacității care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului

Dacă nu se poate neglija influența capacității care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, schema echivalentă pentru frecvențele superioare va avea forma reprezentată în fig. IX.9, care nu diferă de schema echivalentă a transformatorului cu sarcină capacitivă.

Dacă acestui circuit i se aplică impulsuri dreptunghiulare de tensiune, cu o amplitudine U , relația dintre curent și tensiune se va exprima prin ecuațiile:

$$U = iR_s + L_s \frac{di}{dt} + i_R R'_2, \quad (\text{IX.17})$$

$$u = i_R R'_2 = \frac{1}{C} \int i_c dt, \quad (\text{IX.18})$$

$$i_R + i_C = i. \quad (\text{IX.19})$$

Rezolvarea acesiui sistem de ecuații, (pe care n'o arătam aici din cauza lungimii calculului, dă rezultatele următoare:

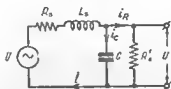


Fig. IX.9. Schema echivalentă pentru determinarea distorsionării impulsurilor datorită inductanței de scăpări și capacității care încarcă transformatorul.

1. Dacă valoarea $d_s > 2$, procesul creșterii tensiunii în înfășurarea secundară a transformatorului este aperiodic, iar valoarea instantanee a tensiunii nu depășește nicicând valoarea ei de regim. Pentru transformatorii cu shunt în înfășurarea secundară, d_s se determină din expresia (IV.16), iar pentru transformatorii fără shunt prin expresia (IV.48).

2. Dacă $d_s < 2$, frontul impulsului naște în circuit oscilații amortizate a căror pulsație se determină din expresia :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_s C'} \left(1 + \frac{R_s}{R'_s}\right) - \left(\frac{R_s}{2L_s} + \frac{1}{2C'R'_s}\right)^2} \quad (\text{IX.20})$$

3. Când atenuarea este mai mică decât cea critică, după aproximativ o semiperioadă a oscilației libere, tensiunea din înfășurarea secundară atinge valoarea maximă u_{\max} , care depășește tensiunea de regim U' .

4. Raportul :

$$\frac{u_{\max} - U'}{U'} \quad (\text{IX.21})$$

numit „salt” de tensiune, depinde numai de valorile lui d_s .

Curba variației saltului de tensiune cu d_s calculată pe baza rezolvării sistemului de ecuații indicat mai sus este dată în fig. IX.10. Din figură se poate vedea că valoarea lui d_s necesară obținerii caracteristicii de frecvență fără ascendență ($d_s = \sqrt{2}$), corespunde un salt de aproximativ 4% din valoarea de regim a tensiunii.

Pentru ilustrare, în fig. IX.11 : IX.13 sunt reprezentate oscilogramele unor impulsuri dreptunghiulare trecute printr'un transformator cu sarcină capacitivă. Oscilograma IX.11 corespunde

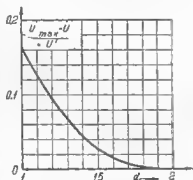


Fig. IX.10. Variația saltului de tensiune cu atenuarea circuitului.

punde unei atenuări reduse ($d_s \ll 2$). Oscilațiile proprii au o amplitudine apreciabilă și se amortează relativ lent. În oscilograma IX.12 se văd impulsurile trecute prin același transformator, dar shuntat mai pronunțat în înfășurarea secundară ceea ce a mărit atenuarea ($d_s \approx \sqrt{2}$). Oscilațiile proprii sunt puțin vizibile, iar saltul lipsește aproape complet. În cazul unei shuntări mai pronunțate ($d_s > 2$, oscilograma IX.13), saltul dispăre complet, iar procesul creșterii impulsului devine aperiodic.

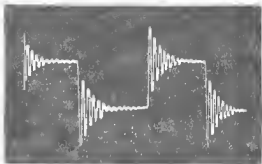


Fig. IX. 11. Excitarea prin șoc a oscilațiilor proprii când impulsurile dreptunghiulare se aplică unui transformator cu sarcină capacitivă și cu decrement redus.

În unele cazuri este posibilă excitarea prin șoc a unor oscilații în transformator, a căror frecvență nu este determinată de capacitatea proprie și de inductanța de scăpări a transformatorului. Frecvența acestor oscilații poate fi determinată de rezonanțele parțiale ale diferitelor secții ale înfășurării transforma-

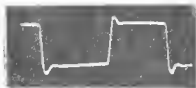


Fig. IX.12. Excitarea prin șoc a oscilațiilor proprii în transformator.

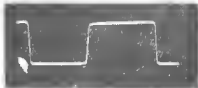


Fig. IX.13. Decrementul este mărit și mai mult; saltul a dispărut.

torului, cu capacitățile dintre înfășurări sau capacitățile în raport cu miezul sau ecranul, etc. Cea mai eficace metodă pentru eliminarea distorsionării impulsurilor constă în micșorarea capacităților dintre înfășurări și dintre secții și o concentrare cât mai completă a capacității proprii a transformatorului, pe înfășurarea lui secundară.

CAPITOLUL X

DISTORSIUNILE NELINEARE PRODUSE DE TRANSFORMATOR

§ X.1. Schema echivalentă

După cum se știe, pentru majoritatea materialelor magnetice, variația inducției cu câmpul magnetizant este nelineară. Deaceia când se aplică o tensiune sinusoidală unui transformator cu miez din material magnetic, curentul magnetizant rezultă nesinusoidal, adică are armonice.

Armonicile curentului magnetizant trec prin sursa de tensiune și creează la bornele ei o cădere de tensiune. Drept rezultat, atât în înfășurarea primară, cât și în înfășurarea secundară a transformatorului, apare tensiunea armonicilor și prin urmare iau naștere distorsiunile nelineare.

În paragraful XI.2 se va demonstra că dacă amplitudinea tensiunii aplicată transformatorului este constantă, inducția în miez este maximă la frecvența de lucru inferioară. Nelinearitatea curbei de magnetizare crește odată cu creșterea inducției, deaceia distorsiunile nelineare produse de miezul transformatorului cresc prin scăderea frecvenței și ating valoarea maximă la frecvența de lucru inferioară.

Deoarece în cazul unei frecvențe constante amplitudinea inducției în miez este proporțională cu amplitudinea forței contraelectromotoare a înfășurării primare, inducția maximă și prin urmare și distorsiunile nelineare maxime, vor avea loc în cazul amplitudinii maxime a semnalului aplicat transformatorului. Deaceia, calculul coeficientului de nelinearitate a transformatorului trebuie să se execute la frecvența de lucru inferioară și la amplitudinea maximă de calcul a tensiunii din înfășurarea primară.

Pentru simplificarea analizei vom considera că sursa de tensiune și sarcina la frecvențele joase au o impedanță pur rezistivă; aceasta este just, din punct de vedere practic, pentru toate cazurile în care trebuie să se determine distorsiunile nelineare.

Schema echivalentă, pentru frecvențele joase, a transformatorului cu sarcină rezistivă, reprezentată în fig. II.8, poate fi folosită pentru analiza distorsiunilor nelineare.

În această schemă, inductanța înfășurării primare L_1 și rezistența pierderilor în miez r_o depind de tensiunea aplicată schemei, adică sunt nelineare. Pentru analiză vom înlocui inductanța nelineară a înfășurării primare, printr-o inductanță lineară și un generator de tensiune (al armonicelor superioare) legate în serie (fig. X.1). Influența rezistenței pierderilor nelineare r_o poate fi avută în vedere, fără o eroare sensibilă, prin modificarea corespunzătoare a tensiunii generatorului echivalent armonicelor.

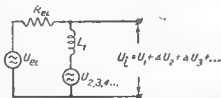


Fig. X.1. Schema echivalentă la frecvențele inferioare, a transformatorului cu miezul din material magnetic cu caracteristica de magnetizare nelineară.

§ X.2. Calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu miez fără întrefier

În schema echivalentă din fig. X.1., căderea de tensiune a armonicelor întâi, a doua, a treia, etc. în sarcină se determină din expresia:

$$\Delta U_1 = I_1 R_{ei}; \quad \Delta U_2 = I_2 R_{ei}; \quad \Delta U_3 = I_3 R_{ei}, \quad (X.1)$$

în care I_1, I_2, I_3 reprezintă curenții armonicelor întâia, a doua, a treia, iar R_{ei} se determină din expresia (II.6) sau (II.7).

Curenții magnetizant ai transformatorului I_μ , care parcurge inductanța L_1 , poate fi privit cu suma curenților armonicelor întâia, a doua, a treia, etc.

$$I_\mu = I_1 + I_2 + I_3 + \dots \quad (X.2)$$

Coeficientul de nelinearitate dat de armonica a doua, a treia, etc. este egal cu raportul dintre tensiunea armonicelor respective și tensiunea fundamentalei:

$$k_{f2} = \frac{\Delta U_2}{U_1}; \quad k_{f3} = \frac{\Delta U_3}{U_1}. \quad (X.3)$$

Tensiunea fundamentală U_1 este egală cu produsul dintre curenții fundamentalei și reactanța inductivă a înfășurării primare:

$$U_1 = I_1 \omega L_1. \quad (X.4)$$

Să substituim în (X.3) valorile tensiunii fundamentale și ale armoniceilor:

$$k_{f2} = \frac{\Delta U_2}{U_1} = \frac{I_2 R_{ei}}{I_1 \omega L_1}; \quad k_{f3} = \frac{\Delta U_3}{U_1} = \frac{I_3 R_{ei}}{I_1 \omega L_1}. \quad (\text{X.5})$$

Valorile curenților armoniceilor pot fi ușor exprimate prin tensiunile armoniceilor și impedanța ce le-o opune circuitul,

$$I_2 = \frac{U_2}{\sqrt{R_{ei}^2 + (2\omega L_1)^2}} = \frac{U_2}{2\omega L_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{2\omega L_1}\right)^2}},$$

$$I_3 = \frac{U_3}{\sqrt{R_{ei}^2 + (3\omega L_1)^2}} = \frac{U_3}{3\omega L_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{3\omega L_1}\right)^2}}. \quad (\text{X.6})$$

Dacă rezistența generatorului echivalent R_{ei} va fi egală cu zero (această situație apare pentru curenții armoniceilor în cazul regimului de scurt circuit), curenții armoniceilor vor fi exprimați prin formulele:

$$I_{2k} = \frac{U_2}{2\omega L_1}; \quad I_{3k} = \frac{U_3}{3\omega L_1}. \quad (\text{X.7})$$

Înlocuind în formula (X.6) U_2 și U_3 prin valorile lor calculate din formula (X.7), și substituind rezultatul în formula (X.5), se va obține:

$$k_{f2} = \frac{I_{2k} R_{ei}}{I_1 \omega L_1 \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{2\omega L_1}\right)^2}}; \quad k_{f3} = \frac{I_{3k} R_{ei}}{I_1 \omega L_1 \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{3\omega L_1}\right)^2}}. \quad (\text{X.8})$$

Raportul dintre curentul de scurtcircuit al armoniceilor și curentul fundamentalei se numește coeficient al armoniceilor de curent respective, și se notează prin k , având un indice corespunzător:

$$k_2 = \frac{I_{2k}}{I_1}; \quad k_3 = \frac{I_{3k}}{I_1}. \quad (\text{X.9})$$

Înlocuind în formula (X.8) raportul curenților, conform formulei (X.9) obținem formulele pentru determinarea coeficienților de nelinearitate, dați de diferitele armonice:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{2\omega L_1}\right)^2}}; \quad k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{3\omega L_1}\right)^2}}. \quad (\text{X.10})$$

Valoarea radicalului dela numitor este deobicei foarte apropiată de unitate, deci formulele pentru calculul coeficienților de nelinearitate se pot prezenta într-o formulă mai simplă:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{si}}{\omega L_1}; \quad k_{f3} = k_3 \frac{R_e}{\omega L_1} \text{ etc.} \quad (\text{X.11})$$

Coeficientul total de nelinearitate al transformatorului se determină din expresia:

$$k_f = \sqrt{k_{f2}^2 + k_{f3}^2 + k_{f4}^2 + \dots} \quad (\text{X.12})$$

Coeficienții armonicele curenților, pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, depind de amplitudinea componentei alternative a inducției și de valoarea magnetizării de curent continuu. După cum au dovedit măsurătorile, în banda frecvențelor de lucru inferioare, ei pot fi considerați independenți de frecvență.

Curbele de variație a coeficienților armonicele curentului în funcție de componenta alternativă a inducției și de magnetizarea de curent continuu se pot obține cu ușurință, experimental, pentru diferite calități de materiale magnetice.

Aceste curbe pentru cele mai răspândite materiale magnetice moi, în tole, folosite în prezent pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență (oțeluri de transformatori de calitate 34AA, Bn-1, Bn-2, Bn-3, Tn-2, B4-2, ÷ Bn, permalloy 45%, permalloy 78%) sunt indicate în anexă, la sfârșitul cărții (în fig. XVIII.7 - XVIII.11). Pentru a evalua influența ștanțării tolelor și asamblării miezului asupra distorsiunilor nelineare, aceste curbe au fost executate pentru tolele ștanțate în E. Schema după care s'au executat măsurătorile și unele indicații asupra metodelor măsurătorilor coeficienților armonicele sunt date în paragraful XI.5.

Din expresia (X.11) se vede că la anumite valori ale coeficienților armonicele, adică la un anumit material magnetic, și la un regim stabilit, coeficientul de nelinearitate al transformatorului depinde de raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$. Acest raport, după cum s'a indicat în paragraful II.3, caracterizează distorsiunile de frecvență produse de transformator în banda frecvențelor joase. Cu cât acest raport este mai mic, cu atât sunt mai mici și distorsiunile de frecvență, și cele nelineare provocate de transformator. Prin urmare, distorsiunile nelineare sunt legate de distorsiunile de frecvență, la frecvențele joase, printr-o anumită relație.

Pentru a demonstra cele spuse, să substituim în expresia (X.11) valoarea raportului $\frac{R_{si}}{\omega L_1}$, determinată din relația (II.14). Ca rezultat se va obține:

$$k_{f2} = k_2 \sqrt{M_1^2 - 1}; \quad k_{f3} = k_3 \sqrt{M_1^2 - 1} \text{ etc.} \quad (\text{X.13})$$

Este necesar ca să se indice că M_1 , din formula (X.13), nu este factorul distorsiunilor de frecvență la frecvența de lucru inferioară. În această formulă trebuie să se substituie factorul distorsiunilor de frecvență, care se obțin la acea inducție în miez și la acea frecvență, la care se execută determinarea coeficientului de nelinearitate.

Formulele (X.11) sunt mai practice deoarece nu necesită determinarea mărimilor auxiliare. Desigur că în aceste formule este necesar să se substituie acea valoare a inductanței înfășurării primare, care se obține pentru valorile calculate ale inducției, magnetizării continue și a frecvenței.

Dacă în miez nu există magnetizare continuă, fluxul magnetic din el variază simetric, în ambele semperioade ale tensiunii alternative aplicate transformatorului, iar armonicile pare ale curentului magnetizant lipsesc. În consecință, transformatorul fără magnetizare continuă produce distorsiuni nelineare numai prin armonicile impare: a treia, a cincea, a șaptea, etc. Transformatorul cu magnetizare continuă produce distorsiuni atât prin armonicile pare cât și prin cele impare. În transformatorii cu miez din material magnetic, cu saturație nepronunțată (oțeluri silicioase de transformator), distorsiunile nelineare, în lipsa magnetizării continue, sunt determinate mai ales de armonica a treia, iar în cazul magnetizării continue, de armonica a doua și a treia, deoarece la aceste materiale, coeficienții armonicilor, cu un grad mai mare decât trei au o valoare relativ redusă. Aliajele cu un conținut ridicat de nichel (permalloy și alie aliaje cu permeabilitate înaltă ridicată), mai ales după un tratament termic special, au o saturație pronunțată. Transformatorii cu miezurile din alie aliaje produc distorsiuni nelineare importante, datorită armonicilor cu un grad mai ridicat. Pentru determinarea corectă a coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu un astfel de miez, este uneori necesar să se luze în considerație armonicile până la a șaptea inclusiv, și chiar mai sus.

Armonica a doua, produsă de transformatorii cu magnetizare continuă, din cauza valorii ei mari, mărește puternic coeficientul de nelinearitate. Dacă în miezul transformatorului cu magnetizare continuă se introduce un întrefier pentru mărirea

permeabilității magnetice, se reduc mult distorsiunile nelineare (vezi paragraful următor); în consecință, transformatorul cu magnetizare continuă și întrefier produce distorsiuni nelineare mai mici chiar decât cele date de transformatorul fără magnetizare continuă. Deaceia, inducția maximă admisibilă în miez, din punctul de vedere al distorsiunilor nelineare, pentru transformatorul cu magnetizare continuă și întrefier, este aproximativ același ca pentru transformatorul fără magnetizare continuă și fără întrefier. *

Dar, în lipsa întrefierului, chiar o mică magnetizare continuă a miezului (care are loc, de exemplu, în transformatorul care lucrează într'un montaj în contratimp,) la o mică înegațitate a curenților de repaus (în ambele brațe) mărește mult distorsiunile nelineare. Aceasta provine din cauza apariției armonicelor pare și a micșorării inductanței înfășurării primare, provocate de magnetizarea continuă. Exemplul de calcul al coeficientului de nelinearitate, dat în paragraful X.5, confirmă cele spuse.

Armonicile pare pot fi produse de transformatori și în lipsa magnetizării prin curent continuu a miezului; ele pot fi generate de transformatori chiar când miezul are un flux magnetic remanent. Transformatorii cu miez din aliaje cu o înaltă permeabilitate magnetică inițială (de exemplu din permaloy cu molibden) produc uneori armonice prea mari la inducții scăzute, dacă dintr-o cauză oarecare miezul transformatorului s'a magnetizat. Dacă transformatorul funcționează cu o inducție de câteva mT de gaussi, magnetismul remanent este anihilat rapid datorită semnalului. În cazul transformatorilor cu inducții de lucru scăzute în miez, înainte de montare în aparate este bine să se facă demagnetizarea. Pentru aceasta, transformatorul se așează într-o bobină de demagnetizare specială, fără miez, alimentată dela rețeaua de curent alternativ. Apoi transformatorul se scoate lent din ea fără a întrerupe alimentarea bobinei. Bobina demagnetizantă trebuie să producă un câmp magnetic suficient de intens, pentru eliminarea completă a magnetismului remanent. Pentru demagnetizarea miezurilor din orice calitate de materiale magnetice moi, este recomandabil ca bobina să aibă cel puțin două, trei mii de amper-spire.

Ordinea de calcul a coeficientului de nelinearitate, pentru transformatorul fără întrefier, este următoarea. Mai întâi se determină inducția în miez, pentru acea valoare a tensiunii și frecvenței, la care trebuie să se determine coeficientul de nelinearitate. Pentru aceasta se poate folosi formula (II.20), în care se înlocuiește valoarea forței contraelectromotoare a înfășurării primare E_{m1} . Valoarea forței contraelectromotoare este egală cu diferența dintre tensiunea U_{m1} aplicată înfășurării primare a transformatorului și căderea de tensiune pe rezistența înfășurării primare. Ea se determină prin expresia:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} \quad (X.14)$$

În majoritatea cazurilor, mai ales la calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorilor de putere medie și mare, cu randamentul de circa 0,9 și mai mare, căderea de tensiune din înfășurarea primară poate fi neglijată. În acest caz, formula pentru determinarea inducției în miez ia forma:

$$B_m \approx \frac{U_{m1} \cdot 10^8}{w q_c w_1} \quad (X.15)$$

După determinarea componentei variabile a inducției în miez, se trece la determinarea magnetizării continue a miezului, dacă aceasta există. Magnetizarea continuă se caracterizează prin numărul de amperspîre pentru cm de lungime din lungimea liniei de forță magnetică medie a miezului. Ea se calculează din formula:

$$aw_o = \frac{I_o w}{l_{med}} \quad (X.16)$$

Aici w este numărul spirelor înfășurării, prin care trece componenta continuă a curentului;

I_o este valoarea componentei continue a curentului, în amperi;

l_{med} este lungimea liniei de forță magnetică medie din miez, în centimetri.

Dacă transformatorul are mai multe înfășurări prin care trece componenta continuă a curentului, valoarea magnetizării permanente se calculează ca fiind suma algebrică a tuturor componentelor:

$$aw_o = \frac{I_{o1}w_1 + I_{o2}w_2 + \dots}{l_{med}} \quad (X.17)$$

Din valorile calculate pentru B_m și aw_o se determină, pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, valoarea lui μ , folosind curbele de variație a lui μ în funcție de B_m și de aw_o , indicate în fig. XVIII.2÷XVIII.6. Apoi se determină inductanța înfășurării primare a transformatorului L_1 , după formula (X.18).

Mai departe, folosind curbele de variație a coeficienților armonicilor cu inducția și magnetizarea continuă, indicate în fig. XVIII.7÷XVIII.11, se determină, pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, coeficienții armonicilor și inductanța înfășurării primare în expresia (X.11), se determină componentele coeficientului de nelinearitate, date de distorsiunile armonice. După aceea, din formula (X.12), se calculează coeficientul de nelinearitate total al transformatorului, la frecvența respectivă.

Dacă lipsește magnetizarea continuă, valoarea permeabilității și coeficienții armoniilor se determină după curba pentru $aw_0 = 0$. Ordinea de calcul rămâne aceeași cu excepția faptului că în acest caz se limitează de obicei la determinarea coeficientului de nelinearitate dat de armonica a treia.

§ X. 3. Calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu întrefier

Dacă în miezul transformatorului se prevede un întrefier, de exemplu la transformatorii cu o magnetizare de curent continuu intensă, formulele de calcul pentru determinarea coeficientului nelinearității transformatorului vor fi diferite de cele indicate mai sus.

Introducerea în circuitul magnetic, a reluctanței lineare suplimentare a întrefierului, aplatizează curbura caracteristicii de magnetizare a circuitului magnetic, similar cu ceea ce se întâmplă în cazul unui tub electronic, când prin introducerea impedanței de sarcină în circuitul anodic se aplatizează caracteristica tubului. De aceea, formulele de calcul pentru determinarea coeficientului de nelinearitate al transformatorului care are miez cu întrefier, trebuie să ia în considerare acțiunea de linearizare a întrefierului.

Să dovedim că la o inducție constantă, introducerea întrefierului în miezul transformatorului micșorează coeficientul de nelinearitate de atâtea ori, de câte ori crește prin această reluctanța circuitului magnetic.

În formula pentru determinarea inductanței bobinei de șoc sau a transformatorului cu miez din material magnetic,

$$L = \frac{0,4 \pi \mu \sim w^2 q_c}{10^8 l_{med}} \quad (X.18)$$

care se deduce în paragraful XV.4, raportul $\frac{l_{med}}{\mu \sim}$ se numește lungimea raportată a miezului. El caracterizează reluctanța circuitului magnetic și este egal numeric cu întrefierul ce ar avea o reluctanță egală cu a miezului (întrefierul echivalent). Notând acest raport prin R_{mz} , vom obține formula precedentă în forma următoare:

$$L = \frac{0,4 \pi w^2 q_c}{10^8 R_{mz}} \quad (X.19)$$

Dacă în circuitul magnetic se introduce un întrefier din material amagnetic, reluctanța lui crește și devine :

$$R_m = R_{mz} + R_a \quad (X.20)$$

în care R_m este reluctanța completă a circuitului magnetic cu întrefier ;

R_{mz} este reluctanța miezului ;

R_a este reluctanța întrefierului.

Cu unitățile adoptate, mărimea R_a este egală numeric cu lungimea întrefierului în jurul liniei magnetice de forță în cm l_a , iar reluctanța completă a circuitului magnetic se exprimă prin formula :

$$R_m = R_{mz} + R_a = \frac{l_{med}}{\mu} + l_a \quad (X.21)$$

Inductanța înfășurării primare a transformatorului, care are un miez cu întrefier, se va determina din expresia :

$$L_1 = \frac{0,4 \pi w_1^2 q_c}{10^8 (R_{mz} + R_a)} = \frac{0,4 \pi w_1^2 q_c}{10^8 \left(\frac{l_{med}}{\mu} + l_a \right)} \quad (X.22)$$

Mărimea inversă poate fi reprezentată sub forma :

$$\frac{1}{L_1} = \frac{10^8 (R_{mz} + R_a)}{0,4 \pi w_1^2 q_c} = \frac{R_{mz} 10^8}{0,4 \pi w_1^2 q_c} + \frac{R_a 10^8}{0,4 \pi w_1^2 q_c} = \frac{1}{L_{mz}} + \frac{1}{L_a} \quad (X.23)$$

Din expresia (X.23) se vede că inductanța transformatorului cu întrefier în miez este egală cu două inductanțe legate în derivate dintre care una este egală cu inductanța aceluiasi transformator fără întrefier, L_{mz} , iar cealaltă L_a egală cu inductanța lui, în cazul când circuitul magnetic al transformatorului ar avea reluctanța egală cu reluctanța întrefierului.

După cum rezultă din expresia (X.23), inductanța L_a este lineară, deoarece reluctanța întrefierului nu depinde de inducție și de magnetizarea continuă. Deaceia, distorsiunile nefineare sunt cauzate numai de inductanța L_{mz} .

Notând raportul $\frac{L_{mz}}{L_a}$ prin a , din expresia (X.23), se va calcula valoarea inductanței L_{mz} :

$$L_{mz} = L_1 (1 + a) \quad (X.24)$$

Din rezultatul obținut, se vede că la transformatorul care are miez cu întrefier, inductanța L_{mz} care cauzează armonicile

este de $(1+a)$ ori mai mare decât inductanța înfășurării primare L_1 . Substituind în expresia (X.11) valoarea inductanței care generează armonicele, se vor obține formulele pentru determinarea coeficienților de nelinearitate, dați de diferitele armonice în cazul transformatorului cu întrefier:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_{mz}} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 (1+a)}$$

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_{mz}} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 (1+a)} \text{ etc.} \quad (\text{X.25})$$

Din expresia (X.23) este ușor de calculat că raportul $\frac{L_{mz}}{L_z}$ este:

$$\frac{L_{mz}}{L_z} = a = \frac{R_z}{R_{mz}} \quad (\text{X.26})$$

Când se introduce întrefierul în miez, reluctanța circuitului magnetic crește în proporția:

$$\frac{R_{mz} + R_a}{R_{mz}} = 1 + \frac{R_a}{R_{mz}} = 1 + a \quad (\text{X.27})$$

adică de atâtea ori de câte ori se micșorează coeficientul de nelinearitate. (ceea ce era de demonstrat).

Prin înlocuirea lui a în expresia (X.25) prin raportul dintre lungimea întrefierului și lungimea întrefierului echivalent circuitului magnetic, pe baza relațiilor (X.27) și (X.21) se vor obține formulele de calcul definitive, pentru determinarea coeficienților de nelinearitate dați de diferitele armonice, într-o formă mai adecvată pentru utilizare practică.

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu \sim l_n}{l_{med}} \right)}$$

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu \sim l_a}{l_{med}} \right)} \text{ etc.} \quad (\text{X.28})$$

Coeficientul total al nelinearității transformatorului se determină din expresia (X.12)

Dacă în cazul transformatorului cu întrefier lipsește magnetizarea de curent continuu, coeficienții armonice se găsesc

după curbele din fig. XVII.7 ÷ XVIII.11, determinând inducția în miez după formula (II.20) sau (X.15), și luând aw_0 egal cu zero. Prezența întrefierului nu modifică componența alternativă a inducției deoarece ea este determinată de tensiunea alternativă aplicată transformatorului. Pentru transformatorul cu magnetizare de curent continuu, componența variabilă a inducției se calculează după aceeași formulă, dar amperspirele pe cm ce dau inducția continuă se determină ținând seama de întrefierul introdus.

Pentru aceasta trebuie să se rezolve ecuația:

$$0,4 \pi I_0 w = B_0 \left(l_0 + \frac{l_{med}}{\mu_0} \right) \quad (X.29)$$

în care B_0 este componența continuă a inducției din circuitul magnetic, stabilită după introducerea întrefierului;

$I_0 w$ — amperspirele continue ale transformatorului

μ_0 — permeabilitatea magnetică statică (permeabilitatea pentru fluxul magnetic continuu) a materialului miezului.

Ecuația (X.29) nu poate fi rezolvată analitic, deoarece ecuația curbei permeabilității statice nu se poate exprima matematic, dar ea poate fi rezolvată grafic fără dificultăți cunoscând curba statică a magnetizării materialului miezului. Pentru rezolvare, pe curba magnetizării statice a materialului se notează două puncte (fig. X.2) unul pe abscisă, la:

$$aw'_0 = \frac{I_0 w}{l_{med}} \quad (X.30)$$

și altul pe ordonată, la:

$$B'_0 = \frac{0,4 \pi I_0 w}{l_0} \quad (X.31)$$

Primul punct corespunde cazului când reluctanța materialului miezului este egală cu infinitul. Cel de al doilea corespunde cazului când ea este egală cu zero. Se trece prin punctele notate o dreaptă. Punctul de intersecție a acesei drepte cu curba de magnetizare reprezintă soluția grafică a ecuației (X.29). Ordonata punctului de intersecție exprimă valoarea inducției continue din circuitul magnetic B_0 , abscisa exprimă valoarea amperspirelor continue pe cm, aw_0 , consumate pentru magnetizarea miezului. Valoarea găsită pentru aw_0 se folosește pentru determinarea coeficienților armonicilor curentului

Curbele permeabilității magnetice a oțelului de transformator într'un câmp magnetic continuu, necesare pentru calculul distribuirii amperspirelor magnetizării continue între întrefier și materialul miezului, sunt indicate în fig. XVII.12.

Deoarece introducerea întrefierului reduce coeficientul de nelinearitate al transformatorului, s'ar putea crede că este avantajos să se introducă întrefierul în miezul transformatorilor de leșire de mare putere, care lucrează cu o componentă alternativă a inducției în miez mare, dar fără magnetizare de curent continuu. S'ar părea că aceasta ar permite să se reducă distorsiunile nelineare, păstrând dimensiunile transformatorului, sau ar permite să se micșoreze dimensiunile păstrând mărimea distorsiunilor nelineare. În realitate, în cazul studiat, introducerea întrefierului în miez nu este numai inutilă, ci este chiar dăunătoare. După cum s'a indicat mai sus, la introducerea întrefierului și păstrarea regimului materialului magnetic (aceeași inducție în miez), inductanța înfășurării primare se micșorează, ceea ce poate fi considerat ca o separare a inductanțelor, în două conectate în derivație. Una din aceste derivații este inductanța transformatorului fără întrefier, iar cealaltă este inductanța provocată de influența întrefierului. Introducerea întrefierului va reduce nelinearitatea caracteristicii de magnetizare a circuitului magnetic, și prin urmare și distorsiunile nelineare, de altă ori, de câte ori inductanța transformatorului fără întrefier depășește inductanța transformatorului cu întrefier. Dar micșorarea inductanței înfășurării primare va provoca tot de atâtea ori mărirea coeficientului de nelinearitate, după cum reiese din formulele (X.25). Deaceia, introducerea întrefierului nu va modifica, din punct de vedere practic, valoarea distorsiunilor nelineare produse de transformator, iar distorsiunile de frecvență, în cazul introducerii întrefierului, vor crește mult, din cauza scăderii inductanței înfășurării primare. Din aceste motive, introducerea întrefierului în transformatorii de mare putere fără magnetizare de curent continuu, nu se aplică în practică.

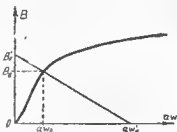


Fig. X.2. Determinarea magnetizării continue a miezului cu întrefier

§ X.4. Influența calității asamblării miezului și a ștanțării tolelor, asupra distorsiunilor nelineare

Când miezul de transformator se assemblează din tole ștanțate, între tolele unui strat (de exemplu între tola în E și tola de închidere, în cazul miezului de tip în manta), apare un întrefier

care atinge, după calitatea ansamblării și a ștanțării tolelor, sutimi sau zecimi de milimetru. În rostul tolelor, deoarece ele se alternează, se obține o secțiune înjumătățită a materialului magnetic. Fluxul magnetic al miezului se concentrează în locul secțiunii înjumătățite, din cauza reluctanței ridicate a întrefierului și provoacă o creștere bruscă a inducției în zona rostului. Rezultă că în miez, pe parcursul liniei magnetice de forță se obțin două seg-

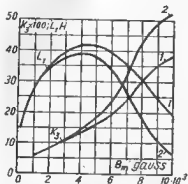


Fig. X.3. Variația coeficientului armonicei a treia și a inductanței înfășurării primare în funcție de calitatea asamblării miezului: 1) asamblare bună; 2) asamblare defectuoasă

mente cu inducția mărită (până la valoarea dublă); lungimea acestor segmente depinde de calitatea ștanțării tolelor și a asamblării miezului. Dacă inducția maximă în miez nu depășește $3 \div 4$ kgausi, atunci inducția în rost nu depășește $6 \div 8$ kgausi. La această valoare a inducției, oțelurile silicioase obișnuite au încă o înaltă permeabilitate magnetică, deaceia întrefierurile, chiar destul de mari, din zona rosturilor nu provoacă o mărire importantă a coeficienților armonice, și nici o micșorare însemnată a inductanței înfășurării primare a transformatorului.

În cazul când inducția maximă în miez este mai mare decât $6 \div 8$ kgausi, situația se modifică brusc. În acest caz, o ștanțare și o asamblare de proastă calitate a tolelor (întrefieruri mari în rosturi) măresc valoarea coeficienților armonice, reduc inductanța înfășurării primare și cauzează o creștere bruscă a distorsiunilor de frecvență și a celor nelinare. Pentru a ilustra aceasta, în fig. X.3 sunt indicate curbele experimentale, care dau relația dintre inductanța înfășurării primare și coeficientul armonicei a treia a curentului, în funcție de inducție, pentru același transformator și anume la asamblarea strânsă a tolelor (curbele 1) și la asamblare slabă, cu un întrefier între tola E și tola de închidere, de aproximativ 0.5 mm (curbele 2).

Deaceia, la transformatorul de joasă frecvență care au inducția maximă mai mare de câteva mii de gaussi, este necesar să se asambleze cu atenție miezul și să se urmărească calitatea ștanțării tolelor, neadmițându-se apariția unui întrefier cât de cât vizibil, între tolele aceluiasi strat. În transformatorii care lucrează cu inducții scăzute, se poate admite asamblarea slabă a tolelor, deoarece nu provoacă influențe dăunătoare similitoare.

Uneori, pentru miezurile bobinelor de șoc și ale transformatorilor de tip „în manta” se folosesc tole cu un întrefier decupat în brațul din mijloc (fig. XI V.10). Acest tip de tole, la care toate tolele se assemblează cu întrefierurile în aceeași parte, se folosește pentru bobinele de șoc și pentru transformatorii care lucrează cu o puternică magnetizare de curent continuu permanentă, precum și pentru bobinele de șoc și transformatori fără magnetizare permanentă, a căror inductanță nu trebuie să varieze prea mult când amplitudinea semnalului variază. Aceleași tole se folosesc pentru transformatori fără magnetizare de curent continuu, când nu se pune condiția unei inductanțe constante. În acest caz, asamblarea miezului se execută așezând tolele cu întrefierul succesiv, în părți opuse. Prin aceasta, în locul decupării se obține o secțiune înjumătățită a materialului magnetic, încât miezul se comporă ca și un miez „în manta”, asamblat defectuos, cu tola de închidere așezată neetans.

Deaceea, folosirea tolelor cu întrefier decupat în brațul din mijloc, pe deplin admisibilă la inducțiile de regim scăzute (aproximativ până la $3 \div 4$ kgauss pentru oțelurile silicioase și până la $1,5 \div 2$ kgauss pentru permalloy 78⁰), nu este admisă în cazul inducțiilor mari, din cauza măririi brusce a distorsiunilor de frecvență și a celor nelineare, la amplitudinea maximă a semnalului.

Problemele referitoare la distorsiunile nelineare produse de bobinele de inducție și transformatorii cu miez din material magnetic au fost studiate de G. V. Volșvillo, G. V. Dobrovolschi, A. S. Blohin, L. A. Bessonov și numeroși alți autori. Lucrările care tratează această problemă sunt indicate în bibliogramele (vezi B. 4,7,8,9 și 10.)

§ X.5. EXEMPLE DE CALCUL AL COEFICIENTULUI DE NELINEARITATE AL TRANSFORMATORULUI

Pentru ușurarea folosirii formulelor de calcul și a metodei de calcul expuse, în prezentul capitol se dau două exemple de calcul al coeficientului de nelinearitate al transformatorului fără întrefier în miez și cu întrefier.

Exemplul 1. Să se calculeze variația coeficientului de nelinearitate cu frecvența, pentru un transformator de ieșire dintr'un etaj final în contratimp. Transformatorul nu are întrefier. Se cunosc următoarele date ale etajului și ale transformatorului:

Rezistența internă a tuburilor etajului final

(de la anod la anod) $R_{\text{int}} = 5 \cdot 10^4 \Omega$

Rezistența înfășurării primare a transformatorului $r_1 = 225 \Omega$

Rezistența raportată a înfășurării secundare $r_2 = 225 \Omega$

Rezistența raportată a sarcinii $R'_2 = 4550 \Omega$

Secțiunea netă a materialului magnetic al miezului $q_c = 5,61 \text{ cm}^2$

Lungimea liniei magnetice de forță medie
din miez

$$l_{med} = 12,2 \text{ cm}$$

Numărul de spire din înfășurarea primară

$$w_1 = 2100 (1050 \cdot 2)$$

Amplitudinea tensiunii din înfășurarea primară

$$U_{m1} = 364 \text{ V}$$

Frecvența de lucru inferioară

$$f_i = 70 \text{ Hz}$$

Miezul se face din oțel 34AA recopt în uzină; după ștanțare, tolele nu au fost recoapte.

Asamblarea miezului cu tole așezate în direcții opuse.

Componenta continuă a curentului, în înfășurarea primară, este de 70 mA. Curenții din ambele jumătăți ale înfășurării sunt egali, deci nu există magnetizare continuă a miezului.

1. După cum rezultă din datele indicate mai sus, puterea aplicată transformatorului este:

$$P = \frac{U_{m1}^2}{2(r_1 + r'_2 + R'_2)} = \frac{364^2}{2(225 + 225 + 4550)} = 13,2 \text{ W}$$

2. Randamentul transformatorului este:

$$\eta = \frac{R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{4550}{225 + 225 + 4550} = 0,91$$

3. Puterea debitată pe sarcină este:

$$P_2 = \eta P = 0,91 \cdot 13,2 = 12 \text{ W}$$

4. Forța contraelectromotoare din înfășurarea primară este:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = 364 \frac{225 + 4550}{225 + 225 + 4550} = 340 \text{ V}$$

5. Inductanța înfășurării primare a transformatorului, pentru o tensiune a semnalului apropiată de zero, se poate obține cu ușurință presupunând permeabilitatea inițială a oțelului 34AA egală cu 400

$$L_{1(0)} = \frac{0,4\pi \mu \sim l w_1^2 q_0}{10^8 l_{med}} = \frac{1,256 \cdot 400 \cdot 2100^2 \cdot 5,61}{10^8 \cdot 12,2} = 10,2 \text{ H}$$

6. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare este:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(5000 + 225)(225 + 4550)}{5000 + 225 + 225 + 4550} = 4360 \Omega$$

7. Coeficientul distorsiunilor de frecvență, la frecvența de lucru inferioară și la tensiunea semnalului din înfășurarea primară apropiată de zero, este:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{4360}{6,28 \cdot 70 \cdot 10,2} \right)^2} \approx 1,4$$

$$M_{idb} \approx -3.$$

Un factor atât de mare al distorsiunilor de frecvență nu este excesiv în cazul de față, deoarece această valoare apare la o amplitudine infinit

de mică a semnalului. Chiar la un semnal cu un nivel de 40 db sub nivelul maxim (la o tensiune a semnalului de 100 de ori mai mică decât semnalul maxim de calcul), inducția în miez va fi importantă, permeabilitatea materialului miezului va crește, iar distorsiunile vor fi mult mai mici decât valoarea obținută. Pentru a demonstra aceasta, să calculăm inducția în miez la frecvența de lucru inferioară și pentru o forță contraelectromotoare egală cu 0,01 din cea găsită în punctul 4:

$$B_m = \frac{0,01 E_{m1} 10^8}{\omega_1 q_c w_1} = \frac{0,01 \cdot 348 \cdot 10^8}{6,28 \cdot 70 \cdot 5,61 \cdot 2100} = 67 \text{ gauss}$$

În cazul acestei inducții, după cum se vede din curba 1 din fig. XI. 4, permeabilitatea oțelului 4AA este egală aproximativ cu 1000, iar inducția înfășurării primare va fi:

$$L_1 (67) = \frac{1,256 \cdot 1000 \cdot 2100^2 \cdot 5,61}{10^8 \cdot 12,2} = 25,5 \text{ H}$$

Prin aceasta, factorul distorsiunilor de frecvență se va micșora până la:

$$M_s = \sqrt{1 + \left(\frac{4360}{6,28 \cdot 70 \cdot 25,5} \right)^2} = 1,072; M_{idb} \approx 0,6$$

și prin urmare va fi complet admisibil.

8. Inducția în miez, la frecvența de lucru inferioară și amplitudinea maximă a semnalului este:

$$B_{mi} = \frac{E_{m1} 10^8}{\omega_1 q_c w_1} = \frac{348 \cdot 10^8}{6,28 \cdot 70 \cdot 5,61 \cdot 2100} = 6700 \text{ gauss}$$

După curba de variație a permeabilității cu inducția, pentru oțelul 4AA (fig. XVIII. 2), dacă $a w_0 = 0$, valoarea permeabilității, pentru inducția $B_m = 6700$ gauss, este egală cu 3300 gauss/oersted.

9. Inductanța înfășurării primare a transformatorului în cazul semnalului maxim și la frecvența de lucru inferioară, se calculează împărțind inductanța pentru un semnal apropiat de zero (10,2 H), prin permeabilitatea inițială, și înmulțind rezultatul prin permeabilitatea la inducția de 6700 gauși:

$$L_1 (6700) = 10,2 \frac{3300}{400} = 84 \text{ H}$$

10. Luând după curbele din fig. XVIII. 7 pentru inducția de 6700 gauși, valoarea coeficientului armonicii a treia a curentului $k_3 = 0,24$, determinăm coeficientul de nelinearitate dat de armonica a treia:

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1} = 0,24 \frac{4360}{6,28 \cdot 70 \cdot 84} = 0,0283; k_{f3\%} = 2,83$$

Armonica a cincea și următoarele se pot neglija din cauza valorii lor reduse, deaceia coeficientul total de nelinearitate al transformatorului se poate considera egal cu coeficientul de nelinearitate dat de armonica a treia.

11. La o altă frecvență, de exemplu la frecvența de 50 Hz, inducția în miez trebuie să fie :

$$B_m = \frac{348 \cdot 10^8}{6,28 \cdot 50 \cdot 5,61 \cdot 2100} = 9400 \text{ gauss}$$

La această inducție, conform curbelor din fig XVIII. 2 permeabilitatea este egală cu 2200 gauss/oersted, iar inductanța înfășurării primare a transformatorului va fi egală cu 56 H. Totuși, la o frecvență atât de scăzută vor avea loc distorsiuni de frecvență, care se determină prin expresia :

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{4360}{6,28 \cdot 50 \cdot 56} \right)^2} = 1,03$$

Deaceea, inducția din miez nu atinge 9400 gauss și va fi de 1,03 ori mai mică, adică de 9100 gauss. Corespunzător variază puțin și permeabilitatea oțelului și inductanța înfășurării primare. După valoarea determinată a inducției determinăm curbele din fig. XVIII. 7, coeficientul armonicei a treia și apoi coeficientul de nelinearitate pentru frecvența de 50 Hz, tot așa ca și pentru 70 Hz.

Repetând calculele de mai sus, pentru frecvențele de 40, 60, 80, 100, 150, 200 și 300 Hz, se obțin datele sintetizate în tabela X.1. Din această tabelă rezultă că valoarea coeficientului de nelinearitate al transformatorului, fără magnetizare de curent continuu, crește foarte repede, când frecvența scade, iar la frecvențele care depășesc frecvența inferioară de 2 - 3 ori se micșorează, astfel încât nu poate fi neglijat.

Tabela X.1.

f, Hz	B_m, gauss	$\mu \sim$	L, H	ωL_1	k	$\frac{B_{ei}}{\omega L_1}$	$K_f \%$
40	10 900	1 700	43,3	10 900	0,35	0,4	14
50	9 100	2 300	58,6	18 400	0,31	0,237	7,35
60	7 800	2 800	68,8	26 000	0,27	0,168	4,53
70	6 700	3 300	84	36 900	0,24	0,118	2,83
80	5 860	3 650	90,5	45 500	0,215	0,096	2,06
100	4 690	3 950	100	62 800	0,18	0,0694	1,25
150	3 120	3 800	97	91 400	0,13	0,0477	0,62
200	2 350	3 500	89,2	112 000	0,11	0,039	0,43
300	1 560	3 100	79	149 000	0,075	0,029	0,22

Curba de variație a coeficientului de nelinearitate cu frecvența pentru acest transformator este indicată în figura X.4 (curba a).

În condițiile reale de funcționare a transformatorului în montaj în contratimp, componentele continue ale curentului anodic în cele două jumătăți ale înfășurării primare a transformatorului au valori diferite din cauza asimetrilor montajului. Aceasta provoacă o creștere bruscă a dis-

forșunilor nelineare produse de transformator, deoarece în afară de armonica a treia, în cazul magnetizării date de curentul continuu începe să apară armonica a doua, cu o valoare mai mare.

Pentru a ilustra influența inegalității curenților anodici ai tuburilor asupra distorsiunilor nelineare, să calculăm coeficientul de nelinearitate al transformatorului, din datele indicate mai sus, pentru cazul când componentele continue în jumătățile înfășurării primare dileră cu ± 6 mA, adică sunt de 64 și 76 mA.

În acest caz :

1. Pentru 1 cm de lungime amperspirele de magnetizare continuă a circuitului magnetic sunt :

$$an_0 = \frac{I_{01}w_{11} - I_{02}w_{12}}{l_{med}} = \frac{76 \cdot 10^{-3} \cdot 1050 - 64 \cdot 10^{-3} \cdot 1050}{12,2} = 1,03$$

adică aproximativ o amperspiră pe cm.

2. La frecvența de 300 Hz, inducția în miez, la amplitudinea maximă a semnalului, va fi egală cu valoarea găsită anterior 1560 gauss (tabela XI). După curbele din fig. XVIII,2 permeabilitatea la această inducție, cu magnetizarea continuă de o amperspiră pe centimetru, este egală cu 1200 gauss/oersted, iar coeficienții armonice a doua și a treia a curentului, conform curbelor din fig. XVIII 7 și XVIII 8 pentru aceleași date, sunt egali respectiv cu 0,11 și 0,08.

3. În aceste condiții inducția înfășurării primare a transformatorului este :

$$L_1(1560) = 10,2 \frac{1200}{400} = 30,6 \text{ H}$$

4. Coeficienții de nelinearitate dați de armonicele a doua și a treia la frecvența de 300 Hz sunt :

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1} = 0,11 \frac{4360}{6,28 \cdot 300 \cdot 30,6} = 0,0083$$

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1} = 0,08 \frac{4360}{6,28 \cdot 300 \cdot 30,6} = 0,006$$

5. Coeficientul total de nelinearitate al transformatorului, la frecvența de 300 Hz, se calculează din expresia :

$$k_f = \sqrt{k_{f2}^2 + k_{f3}^2} = \sqrt{0,0083^2 + 0,006^2} = 0,0102; k_{fu/0} = 1,02$$

Din compararea valorii obținute cu cea calculată anterior, rezultă că inegalitatea curenților anodici a mărit distorsiunile nelineare, produse de

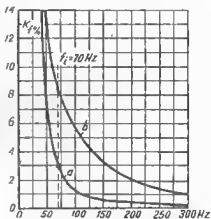


Fig. X.4. Variația coeficientului de nelinearitate cu frecvența pentru transformatorul din exemplul 1: a) curenții din ambele brațe sunt egali; b) curenții sunt desechilibrați cu ± 6 mA.

transformator la frecvența de 300 Hz, mai mult de 4,5 ori. Deoarece inegalitatea curenților anodici din brațele montajului în contratimp are loc totdeauna în practică, calculul nelineralității transformatorului dintr'un astfel de montaj trebuie să se execute plecând de la dezechilibrul maxim admisibil al brațelor în condițiile de regim.

Efectuând astfel calculul nelineralității aceluși transformator pentru alte frecvențe și introducând corecția pentru inducție, impusă de distorsiunile de frecvență, acolo unde aceasta este necesară, se obțin datele indicale în tabela X. 2.

Pentru compararea rezultatului obținut cu coeficientul de nelineralitate al aceluiași transformator, în lipsa dezechilibrului brațelor, în fig. 4 este indicată curba construită pe baza datelor din tabela X.2 (curba b).

Tabela X.2.

f, Hz	B_m gauss	$\mu \sim$	L_1, H	ωL_1	$\frac{R_{si}}{\omega L_1}$	k_2	k_3	$k_f\%$	$f_{\%}$	$k_f\%$
40	10800	1660	42,1	10600	0,411	0,26	0,35	10,7	14,4	17,9
50	9100	2000	51	16000	0,272	0,35	0,305	9,5	8,3	12,6
60	7700	2200	56	21100	0,207	0,4	0,27	8,3	5,6	10
70	6600	2150	54,8	24100	0,181	0,405	0,24	7,3	4,35	8,5
80	5800	2100	53,5	26900	0,162	0,395	0,215	6,4	3,5	7,3
100	4650	1900	48,5	30400	0,144	0,355	0,18	5,1	2,6	5,7
150	3100	1600	40,8	38400	0,114	0,255	0,135	2,9	1,55	3,3
200	2350	1400	35,7	44800	0,0974	0,185	0,105	1,8	1	2,6
300	1560	1200	30,6	57700	0,0755	0,11	0,08	0,83	0,6	1,02

Exemplul 2. Să se calculeze coeficientul de nelineralitate al transformatorului de leșire din etajul final simplu, la frecvența de lucru inferioară. Transformatorul este magnetizat de componența de curent continuu iar în miez se introduce un întrefier. Datele transformatorului și ale etajului sunt următoarele:

Rezistența interioară a lămpii etajului final $R = 800 \Omega$

Rezistența înfășurării primare a transformatorului $r_1 = 190 \Omega$

Rezistența raportată a înfășurării secundare $r'_2 = 190 \Omega$

Rezistența raportată a sarcinii $R'_2 = 2120 \Omega$

Frecvența de lucru inferioară $f_i = 50 \text{ Hz}$

Amplitudinea tensiunii din înfășurarea primară $U_{m1} = 140 \text{ V}$

Componența continuă a curentului din înfășurarea primară $i_0 = 60 \text{ mA}$

Numărul spirelor înfășurării primare $w_1 = 2000 \text{ spire}$

Secțiunea netă a miezului $q_0 = 5,1 \text{ cm}^2$

Lungimea liniei de forță medii din miez $l_{med} = 14,4 \text{ cm}$

Lungimea întrefierului în miez $l_a = 0,015 \text{ cm } (0,0075 \times 2)$

Materialele miezului este oțel XBII de 0,35 mm; după ștanțare

toile nu au fost recoapte.

1. Determinăm amperspirele continue, care revin pentru un cm din lungimea circuitului magnetic:

$$aw'_0 = \frac{I_0 w_1}{l_{med}} = \frac{60 \cdot 10^{-3} \cdot 2000}{14,4} = 8,33$$

2. Calculăm valoarea ce ar avea-o componenta continuă a inducției, dacă materialul miezului ar fi fără reluctanță (întreaga tensiune magnetică concentrată pe întrefier):

$$B'_0 = \frac{0,4 \pi I_0 w_1}{l_a} = \frac{1,256 \cdot 60 \cdot 10^{-3} \cdot 2000}{0,015} = 10000 \text{ gauss}$$

3. După curba din fig. XVIII.12 găsim componenta continuă efectivă a inducției și ampersprele pentru un cm din materialul miezului. Pentru aceasta se trec valorile B'_0 și aw'_0 obținute la punctul 1 și 2, pe axele de coordonate ale graficului și se duce prin punctele obținute o dreaptă. Abscisa și ordonata punctului de intersecție a acestei drepte cu curba de magnetizare a oțelului XBII sunt valorile căutate pentru B_0 și aw_0 . În cazul de față, găsim:

$$B_0 = 8700 \text{ gauss}; aw_0 = 1 \text{ A} \cdot \text{sp/cm}.$$

4. Determinăm amplitudinea forței contraelectromotoare, din înălșurarea primară:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = 140 \cdot \frac{190 + 2120}{100 + 190 + 2120} = 129 \text{ V}$$

5. Determinăm amplitudinea componentei a inducției, la frecvența de lucru inferioară și la amplitudinea maximă a semnalului, egală cu 129 V

$$B_{m1} = \frac{E_{m1} 10^8}{\omega_1 q_c w_1} = \frac{129 \cdot 10^8}{6,28 \cdot 50 \cdot 5,1 \cdot 2000} = 4020 \text{ gauss}$$

6. După curbele din fig. XVIII.4 determinăm valoarea permeabilității oțelului XBII pentru $B_m = 4020$ gauss și $aw_0 = 1$

$$\mu \sim = 2050 \text{ gauss/oersted}.$$

7. Deci, inductanța înfășurării primare a transformatorului, la frecvența de lucru inferioară și la amplitudinea maximă a semnalului, este:

$$L_1 = \frac{0,4 \pi w_1^2 q_c}{10^9 \left(l_a + \frac{l_{\text{miez}}}{\mu} \right)} = \frac{1,256 \cdot 2000^2 \cdot 5,1}{10^9 \left(0,015 + \frac{14,4}{2050} \right)} = 11,6 \text{ H}$$

8. Calculăm rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(600 + 190)(190 + 2120)}{600 + 190 + 190 + 2120} = 692 \Omega$$

9. Distorsiunile de frecvență, la frecvența de lucru inferioară și la amplitudinea maximă a semnalului, sunt:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{692}{6,28 \cdot 50 \cdot 11,6} \right)^2} = 1,018$$

Distorsiunile de frecvență sunt neînsemnate și corecția pentru mișcarea inducției din cauza distorsiunilor de frecvență nu este necesară.

10. Pentru valorile obținute pentru $B_m = 4\,020$ gauss și $\omega w_0 = 1$ A. sp/cm, după curbele din fig. XVIII. 8 și XVIII. 7 găsim coeficienții armonice a doua și a treia ale curentului:

$$k_2 = 0,34; k_3 = 0,16$$

11. Coeficientul de nelinearitate dat de armonica a doua va fi:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu \sim I_a}{I_{med}} \right)} = 0,34 \frac{692}{6,28 \cdot 50 \cdot 11,6 \left(1 + \frac{2050 \cdot 0,015}{14,4} \right)} = 0,0205$$

12. Coeficientul de nelinearitate dat de armonica a treia va fi:

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu \sim I_a}{I_{med}} \right)} = 0,16 \frac{692}{6,28 \cdot 50 \cdot 11,6 \left(1 + \frac{2050 \cdot 0,015}{14,4} \right)} = 0,0097$$

13. Coeficientul de nelinearitate al transformatorului se va determina luând în considerație armonicele superioare armonice a treia:

$$k_f = \sqrt{k_{f2}^2 + k_{f3}^2} = \sqrt{0,0205^2 + 0,0097^2} = 0,023; k_{f\theta_0} = 2,3.$$

Pe cale analoagă se poate calcula factorul de nelinearitate și pentru alte frecvențe.

CAPITOLUL XI.

MATERIALELE MAGNETICE FOLOSITE PENTRU MIEZURILE TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ, ȘI PROPRIETĂȚILE LOR

§ XI.1. Materialele magnetice pentru miezuri.

Pentru a obține o bandă largă de trecere, raportul dintre inductanța înfășurării primare a transformatorului și inductanța lui de scăpări trebuie să fie suficient de mare. Aceasta se realizează cel mai simplu prin mărirea inductanței înfășurării primare, deoarece micșorarea inductanței de scăpări este legată de complicarea construcției transformatorului și de mărirea capacității lui proprii. Folosirea unui material cu o înaltă permeabilitate magnetică pentru câmpurile alternative, permite să se mărească de mai multe ori inductanța înfășurării primare, fără a schimba aproape de loc inductanța de scăpări a transformatorilor.

Principiile teoretice ale fenomenelor electromagnetice din metale sunt expuse în lucrările lui V. C. Arcadiey, B. A. Bédenschi și G. S. Landsberg. Cartea lui A. S. Zaimovschi și V. V. Usov cuprinde numeroase cunoștințe practice referitoare la materialele magnetice (vezi B 11, 12 și 13).

Materialele magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență sunt fabricate în formă de tole sau benzi de diferite dimensiuni; din aceste tole sau benzi se ștanțează sau se decupează tolele miezului. Uneori, miezul este înfășurat într-o bandă lungă de material magnetic. Grosimea tolelor sau a benzii depinde de valoarea admisibilă a pierderilor prin curenți turbionari care cresc brusc odată cu mărirea grosimii tolei.

Pentru o limită inferioară a frecvențelor de lucru foarte ridicată și pentru un raport mic între frecvența de lucru superioară și cea inferioară, (cazul transformatorului de medie frecvență, dintr-o superheterodină) devine mai avantajoasă folosirea miezurilor din material magnetic macinat fin și presat cu substanța izolantă (ferocarturile: alșifer, fiercarbonil, etc).

Acești transformatori nu se mai pot considera transformatori de joasă frecvență, deaceia, nu se vor studia proprietățile fero-carturilor, cu atât mai mult cu cât această problemă este tratată în cărțile citate (vezi B. 14).

Miezurile din sârmă trefilată din material magnetic, care au fost folosite uneori pentru transformatori, în primul an de utilizare, nu se mai folosesc deloc în prezent, din cauza unui coeficient scăzut de umplere a secțiunii miezului și costului mai ridicat al sârmei în comparație cu materialul în tole, precum și din cauza complicării tehnologiei producției.

Cerințele principale impuse materialelor magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență sunt:

1. O înaltă permeabilitate magnetică pentru câmpurile alter-native.

2. Pierderi scăzute prin histerezis și prin curenți turbionari.

3. Prelucrare mecanică ușoară.

4. Cost scăzut.

Condițiile indicate nu pot fi satisfăcute simultan în aceeași măsură; diferitele materiale magnetice le satisfac într'un grad diferit.

Materialele magnetice în tole cu o forță coercitivă scăzută (materialele magnetice moi), care se folosesc pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență, se pot împărți în următoarele grupuri principale:

- A) Oțeluri electrotehnice de transformatori obișnuite, (oțelurile 33 și 34).

- B) Oțelurile cu permeabilitate mare pentru câmpurile slabe (oțeluri BII).

- C) Oțeluri pentru aparatajul și mașinile de înaltă frecvență (oțeluri B4, III).

- D) Oțeluri cu permeabilitate mare pentru câmpurile puternice (oțeluri XBII).

- E). Permalloy și alte aliaje de nichel și cobalt (45 %o permalloy, 78 %o permalloy, permendur, etc).

Considerentele de care se ține seama la alegerea calității materialului magnetic pentru miezul transformatorului sunt expuse în paragraful XIV.3.

XI. 2. Pierderile în miez și influența lor asupra funcționării transformatorului.

Componentele principale ale pierderilor din miezul transformatorului de joasă frecvență sunt pierderile prin histerezis, prin curenți turbionari și prin magnetizare remanentă. În schema echi-

valență a transformatorului, toate aceste pierderi pot fi evaluate prin introducerea rezistenței pierderilor, în derivație sau în serie cu inductanța L_1 , care exprimă curentul de magnetizare al transformatorului. Deoarece curentul de mers în gol se descompune în două componente, curentul pierderilor și curentul de magnetizare, pentru analiză este mai indicată legarea rezistenței pierderilor în derivație cu inductanța înfășurării primare.

Pierderile în miez depind de dimensiunile lui, de calitatea materialului magnetic, de inducție și de frecvență. Influența pierderilor din miez asupra funcționării transformatorului nu este caracterizată de mărimea absolută a pierderilor, ci de raportul dintre curentul pierderilor și curentul de magnetizare; el este egal cu raportul dintre reactanța inductivă a înfășurării primare și rezistența pierderilor. Din schema echivalentă a miezului, indicată în fig XI.1 și diagrama vectorială, rezultă că raportul dintre curentul pierderilor I_p și curentul de magnetizare I_m este egal cu tangenta unghiului de defazaj, între curentul de magnetizare și curentul de mers în gol I_0 :

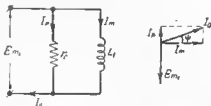


Fig. XI.1. Schema echivalentă a miezului și diagrama ei vectorială

$$I_p = \frac{E_{m1}}{r_c}; \quad I_m = \frac{E_{m1}}{\omega L_1}; \quad I_0 = \sqrt{I_p^2 + I_m^2};$$

$$\operatorname{tg} \psi = 0 = \frac{I_p}{I_m} = \frac{\omega L_1}{r_c}. \quad (\text{XI.1})$$

Acest raport poate fi numit tangenta unghiului de pierderi a miezului. Mai practică pentru calcule este mărimea inversă, pe care o vom denumi factor de calitate al miezului, notat prin Q_m :

$$Q_m = \frac{I_m}{I_p} = \frac{r_c}{\omega L_1}. \quad (\text{XI.2})$$

Notația similară de factor de calitate al bobinei, care reprezintă raportul dintre rezistența în derivație a pierderilor și reactanța inductivă a bobinei se utilizează curent în radiotehnică.

Vom studia cum depinde factorul de calitate și pierderile în miez de o serie de factori.

1. Variația factorului de calitate al miezului cu dimensiunile lui geometrice, și permeabilitatea magnetică a materialului.

Pentru completarea no. ațiilor se adaugă următoarele:

P_m — Puterea pierderilor în miez,

V_m — volumul materialului magnetic al miezului,

q_c — secțiunea pură a materialului magnetic al miezului,

l_g — lungimea geometrică a miezului,

l_{med} — lungimea liniei medii de forță magnetică din miez,

A — raportul dintre volumul miezului și produsul $q_c l_{med}$,

B_m — amplitudinea inducției alternative în miez,

μ_{\sim} — permeabilitatea dinamică a materialului magnetic (permeabilitatea pentru componenta alternativă a fluxului magnetic),

w_1 — numărul de spire din înfășurarea primară a transformatorului,

ω — pulsația,

E_{mt} — amplitudinea forței contraelectromotoare indusă în înfășurarea primară,

a — coeficientul pierderilor prin histerezis,

b — coeficientul pierderilor prin curenți turbionari,

c — coeficientul pierderilor prin înmăzire magnetică.

Lungimea liniei medii de forță magnetică din miez, l_{med} , este totdeauna mai mică decât lungimea geometrică a miezului l_g , deoarece linia de forță ia colțurile miezului urmează curba

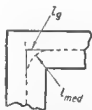


Fig. XI.2. Scurtarea liniei de forță mijlocii din miez, în comparație cu lungimea lui geometrică

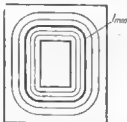


Fig. XI.3. Scurtarea liniei de forță mijlocii, din cauza concentrației fluxului magnetic spre partea interioară a miezului

de racordare (fig. XI.2), iar pe de altă parte linia mijlocie de forță, din cauza densității neuniforme a fluxului magnetic din miez, este depiașată față de mijlocul miezului, spre liniile mai scurte (fig. XI.3). Deaceia, volumul materialului magnetic al miezului care este egal cu produsul dintre secțiunea miezului și lungimea lui

geometrică, este totdeauna cu puțin mai mare decât produsul $q_c l_{med}$. Prin urmare, A este totdeauna mai mare decât unitatea:

$$V = q_c l_g = A q_c l_{med} \quad (XI.3)$$

Pentru aflarea relației dintre factorul de calitate al miezului, dimensiunile lui și permeabilitatea materialului magnetic, se va scrie relația dintre volumul materialului magnetic al miezului și puterea pierdută în el:

$$P_m = V_m F(\omega, B_m) = A q_c l_{med} F(\omega, B_m). \quad (XL4)$$

Valoarea rezistenței pierderilor poate fi determinată, dacă se cunoaște amplitudinea forței electromotoare și puterea pierdută:

$$r_c = \frac{E_{m1}^2}{2P_m}. \quad (XL5)$$

Amplitudinea forței contraelectromotoare se determină prin expresia, bine cunoscută în electrotehnică:

$$E_{m1} = \omega B_m q_c w_1 \cdot 10^{-8} V \quad (XL6)$$

Substituind relațiile (XL4) și (XL6), în relația (XL5), prin transformări simple se obține:

$$r_c = \frac{\omega q_c w_1^2}{2 \cdot 10^{16} A l_{med} F(\omega, B_m)}. \quad (XL7)$$

În paragraful XV.4 se demonstrează că inductanța înfășurării primare a transformatorului cu miez din material magnetic, care are o permeabilitate mult mai mare decât unitatea, se determină suficient de precis din expresia:

$$L_1 = \frac{0,4 \pi \mu \sim w_1^2 q_c}{10^8 l_{med}} H. \quad (VL8)$$

Substituind în relația (XL2) valorile găsite pentru r_c și L_1 , după reduceri se obține:

$$Q_m = \frac{1}{8 \cdot 10^7 \pi A \mu \sim F(\omega, B_m)}. \quad (XL9)$$

Rezultatul dovedește că factorul de calitate al miezului este invers proporțional cu permeabilitatea materialului magnetic, și depinde de proprietățile fizice ale materialului iar nu de dimensiunile miezului, cu condiția ca valoarea lui A să rămână constantă.

Pentru miezurile obișnuite valoarea coeficientului A este apropiată de unitate. Pentru miezurile cu o secțiune foarte redusă a circuitului magnetic, și cu o mare lungime a liniei de forță magnetică, A nu diferă practic de unitate. Deaceia, factorul de

calitate nu depinde deloc de forma și de dimensiunile miezului, și este determinat doar de proprietățile fizice ale materialului magnetic respectiv.

Această valoare a factorului de calitate reprezintă *factorul de calitate al materialului magnetic* Q_{mat} :

$$Q_{mat} = \frac{1}{8 \cdot 10^7 \pi \mu \sim (F w, B_m)} \quad (XI.10)$$

Din cauză că A în cazurile obișnuite, nu diferă cu mult de unitate, în calculele practice se poate considera că factorul de calitate al miezului nu diferă de factorul de calitate al materialului magnetic.

Din punct de vedere fizic, factorul de calitate al materialului magnetic reprezintă raportul dintre puterea reactivă de magnetizare și puterea pierderilor. De aici este clar că pentru permalloy, a cărui putere de magnetizare este de multe ori mai mică decât a oțelului de transformator obișnuit, factorul de calitate rezultă mult mai scăzut decât pentru oțel.

2. Variația factorului de calitate al materialului magnetic cu inducția și frecvența.

Determinările experimentale ale factorului de calitate și a permeabilității materialelor magnetice moi, în formă de tole, dovedesc că pentru inducții alternative foarte mici, atât factorul de calitate cât și permeabilitatea dinamică sunt constante și independente de inducție (fig. XI.4) și XI.5). Caracterul constant al permeabilității dovedește că în câmpurile foarte slabe caracteristica de magnetizare a materialului magnetic este, din punct de vedere practic, rectilinie și că în aceste condiții, transformatorul nu provoacă distorsiuni nelineare.

Valorile permeabilității dinamice și ale factorului de calitate, pentru câmpurile foarte slabe, se numesc permeabilitatea dinamică inițială și factorul de calitate inițial.

La creșterea inducției, începând cu o valoare determinată a ei, permeabilitatea dinamică a materialului începe să crească, iar factorul de calitate scade.

Inducția maximă, pentru care permeabilitatea și factorul de calitate își mai păstrează valorile inițiale, depinde atât de calitatea materialului magnetic, cât și de tratamentul lui termic. Tratatul termic mărește permeabilitatea inițială a materialului magnetic, deci reduce limita linearității caracteristicii de magnetizare, micșorând valoarea inducției la care permeabilitatea și factorul de calitate încep să se modifice (fig. XI.4 și fig. XI.5). Pentru oțelurile de transformator obișnuite, aliate cu siliciu (3, 34 BN) limita de linearitate este situată între câteva zecimi de gauss

și câțiva gauși. Ea depinde de calitatea oțelului, precum și de regimul de recoacere.

Pentru aliajele cu un conținut ridicat de nichel, limita de linearitate este mult superioară (fig. XI.6) și deseori atinge mai multe sute de gauși. Tratatamentul termic special permite să se ridice această limită și mai mult (perminvar).

Rezultatele măsurărilor sunt de acord cu teoria. Dacă se consideră că pierderile totale în materialul magnetic al miezului, pentru câmpuri slabe, sunt determinate de expresia:

$$P_m = V_m (a \omega B_m^3 + b \omega^2 B_m^2 + c \omega B_m^2) \quad (\text{XI.11})$$

în care primul termen reprezintă pierderile prin histerezis, al doilea termen pierderile prin curenți turbionari și al treilea ter-

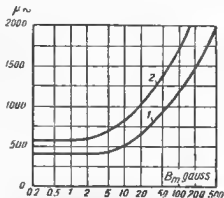


Fig. XI.4. Relația dintre permeabilitatea magnetică dinamică a oțelului 34AA și inducție și recoacere: 1. până la recoacere; 2. după recoacere

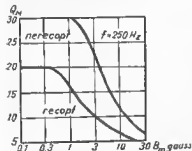


Fig. XI.5. Relația dintre factorul de calitate și inducție și recoacere, pentru oțelul 34AA de 0,5 mm

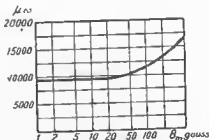


Fig. XI.6. Relația dintre permeabilitatea dinamică și inducție, pentru permalloy 78% recopt

men, pierderile prin întârzierea magnetică. Înlocuind volumul miezului prin valoarea lui din relația (XI.3), obținem:

$$P_m = A q_c I_{med} \omega B_m^2 (a B_m + b \omega + c). \quad (\text{XI.12})$$

Substituind în relația (XI.5) valoarea E_{m1} din relația (XI.6) și valoarea găsită pentru P_m , rezultă că:

$$r_c = \frac{w g_c w_1^2 10^{-16}}{2 A l_{\text{med}} (a B_m + b w + c)} \quad (\text{XI.13})$$

Înlocuind în (XI.2) r_c și L_1 , prin valorile lor din relațiile (XI.13) și (XI.8) și presupunând $A=1$, trecem de la factorul de calitate al miezului la factorul de calitate al materialului magnetic, și obținem expresia definitivă sub forma:

$$Q_{\text{mat}} = \frac{1}{8 \cdot 10^7 \pi \mu (a B_m + b w + c)} \quad (\text{XI.14})$$

Această expresie dovedește că în cazul inducțiilor foarte mici și la frecvență constantă, factorul de calitate atinge valoarea maximă. El nu depinde de inducție, deoarece primul factor din paranteză este nelsemnat în comparație cu ceilalți doi. În afară de aceasta, μ atinge în acest caz valoarea minimă, valoarea permeabilității inițiale.

Din formula (XI.14) rezultă că dacă inducția este constantă, factorul de calitate al materialului magnetic, precum și factorul de calitate inițial, se micșorează când crește frecvența de lucru. Aceasta, din cauza creșterii termenului al doilea din paranteză, care caracterizează pierderile prin curenți turbionari.

Pentru a mărit factorul de calitate al materialului magnetic respectiv, la frecvențele de lucru superioare, este necesar să se micșoreze grosimea tolelor lui; aceasta micșorează valoarea coeficientului de pierderi prin curenți turbionari b , deci mărește factorul de calitate.

Permeabilitatea materialului magnetic, ca și factorul de calitate, scad când frecvența crește. Cauza principală care produce scăderea permeabilității magnetice când crește frecvența este împingerea liniilor magnetice de forță spre suprafața materialului magnetic datorită curenților turbionari. Fenomenul acesta se manifestă cu atât mai puternic, cu cât este mai mare permeabilitatea magnetică a materialului și cu cât este mai mare grosimea tolei.

De aceea, la aceeași grosime a tolei diferitelor materiale magnetice, scăderea permeabilității cu frecvența este cu atât mai mare, cu cât este mai mare permeabilitatea magnetică a materialului. De exemplu, pentru oțelul de transformator 34 AA cu grosimea tolei de 0,35 mm, permeabilitatea inițială, la frecvența de 1000 Hz, este 90% din permeabilitatea la frecvența de 50 Hz (fig. XI.7). La permalloy care are $\mu_i = 10000$ gauss/oersted,

la același grosime a tolei permeabilitatea inițială la 1000 Hz este doar 20% din permeabilitatea la 50 Hz.

Reducerea scăderii permeabilității în funcție de frecvență, se poate realiza prin micșorarea grosimii tolelor materialului magnetic, ceea ce provoacă micșorarea curenților turbionari. În

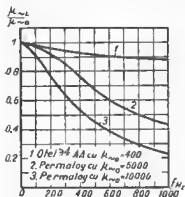


Fig. XI.7. Variația permeabilității inițiale cu frecvența, pentru diferite materiale cu grosimea tolei de 0,35 mm

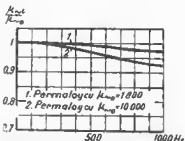


Fig. XI.8. Variația permeabilității inițiale cu frecvența la permalloy cu grosimea tolei de 0,1 mm

fig. XI.8 sunt indicate curbele dependenței dintre permeabilitatea inițială a permalloyului și frecvență pentru epruvetele de permalloy în tole, cu grosimea de 0,1 mm. Aceste curbe dovedesc că la o astfel de grosime a tolei, chiar dacă $\mu \sim I = 10000$ gauss/oersted, scăderea permeabilității la 1000 Hz este redusă.

3. Variația pierderilor din miez cu frecvența pentru o tensiune constantă aplicată transformatorului.

Când se ridică caracteristica de frecvență a transformatorului sau a etajului cu transformator, în toată banda frecvențelor de lucru se aplică o tensiune constantă. Respectând această condiție vom găsi la ce frecvențe pierderile din miez sunt maxime. Din expresia (XI.6) se poate remarca ușor că dacă tensiunea este constantă și celelalte condiții sunt egale, frecvența și inducția sunt invers proporționale:

$$B_m = \frac{E_m 10^8}{w w_1 q_c} = \frac{k}{w}, \quad (\text{XI.15}).$$

în care k este coeficientul de proporționalitate. Prin urmare, inducția maximă în miez are loc la frecvența de lucru inferioară.

Înlocuind în expresia (XI.11) B_m , prin valoarea lui din expresia (XI.15), obținem:

$$P_m = V_m \left[\frac{ak^2}{w^2} + bk^2 + \frac{ck^2}{w} \right]. \quad (\text{XI.16})$$

De aici reiese că pierderile maxime în miez au loc la frecvența de lucru inferioară și prin urmare influența pierderilor în miez asupra funcționării transformatorului va fi maximă la frecvențele inferioare. Curba pierderilor în miezul transformatorului, în funcție de frecvență, obținută pe cale experimentală (indicată în fig. XI.9), confirmă concluziile de mai sus.

Transformatorii de joasă frecvență, care funcționează în amplificatorii în care amplitudinea semnalului variază în limite largi (de exemplu amplificatorii de sunet), trebuie să aibă o caracteristică de frecvență care să satisfacă, la orice amplitudine a semnalului, condițiile tehnice propuse.

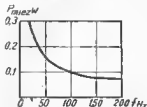


Fig. XI. 9. Relația dintre pierderile în miez și frecvență, pentru o tensiune constantă aplicată transformatorului

Din cauză că permeabilitatea, deci și inductanța transformatorului, depind de tensiunea ce se aplică acestuia, caracteristica de frecvență este mai proastă la amplitudinea minimă a

semnalului. Variația caracteristicii de frecvență la variația amplitudinii semnalului, este deosebit de mare la transformatorii cu o inducție de lucru în miez, ridicată, deci la transformatorii de ieșire. Dacă se consideră că cerințele privind caracteristica de frecvență trebuie să se mențină până la o amplitudine a semnalului egală cu o suime din valoarea amplitudinii maxime, pentru calculul transformatorului trebuie să se ia valoarea permeabilității corespunzătoare inducției în miez egală cu 0,01 din valoarea ei maximă. La transformatorii de ieșire de putere medie și mare, aceasta dă de obicei inducția de calcul de aproximativ 50-100 gauss.

La aceste valori ale inducției de calcul și la o frecvență de lucru inferioară, situată în majoritatea cazurilor între 30-150 Hz, valoarea factorului de calitate al materialului magnetic Q_{mat} , pentru oțelurile de transformator, este rareori mai mică decât 10. Prin urmare, în majoritatea cazurilor, se poate neglija influența pierderilor în miez asupra caracteristicii de frecvență, la amplitudinea minimă a semnalului.

La transformatorii de ieșire mici, precum și la transformatorii de intrare și cuplaj, dintre lămpi, inducția de calcul este atât de mică, încât calculul lor de construcție trebuie să se execute după valoarea inițială a permeabilității materialului magnetic.

Când amplitudinea semnalului crește, se mărește influența pierderilor, dar creșterea respectivă a inductanței maschează creșterea pierderilor și îmbunătățește caracteristica.

În cazurile când este totuși necesar să se evalueze influența pierderilor asupra caracteristicii de frecvență, aceasta se poate face determinând valoarea aproximativă a factorului de calitate al materialului miezului, pentru inducția și frecvența de calcul, și substituind această valoare în formula (II.13). Valoarea factorului de calitate se calculează după curbele indicate în fig. XVIII.13 - XVIII.18.

Permeabilitatea inițială a materialului magnetic nu numai că este diferită pentru diferite calități, dar variază foarte mult pentru diferite părți de același calitate. Una dintre cauze este faptul că pentru măsurarea permeabilității inițiale a oțelurilor aliate de transformator este necesar un aparat special de măsură, care permite să se execute măsurarea permeabilității la inducții de câteva zecimi de gauss, adică la câmpuri alternative, cu intensitatea de câteva zecimi de mili de oersled. Uzinele care produc oțeluri de transformator nu posedă aparatul cu suficiență sensibilă, din care cauză se execută măsurători ale permeabilității corespunzătoare câmpului de aproximativ $0,05 \div 0,01$ oersled. După cum se vede din fig. XI.10 în cazul acestor câmpuri permeabilitatea oțelurilor de transformator depășește de mai multe ori permeabilitatea inițială, deci măsurătorile nu permit să se aprecieze mărimea permeabilității inițiale.

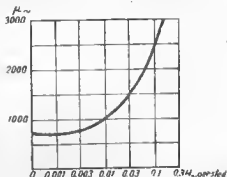


Fig. XI.10. Variația permeabilității dinamice, cu intensitatea câmpului, pentru epruveta din oțel aliat de transformator, cu permeabilitate mare

Din această cauză, valoarea permeabilității inițiale nu este prevăzută în prescripțiile tehnice și în standardele referitoare la oțelurile de transformator. În condițiile producției, variațiile mari ale permeabilității inițiale determină necesitatea de a calcula transformatorii la valorile minime posibile pentru μ_{\sim} , ceea ce provoacă un consum mare de material magnetic și de cupru. Pentru a evita acest consum mare de materiale, care nu poate fi cu nimic justificat, este necesar să se stabilească valorile minime admisibile ale permeabilității inițiale a oțelurilor ВП, ХВН, Э4АА.

Trebuie ca uzinele să dispună de un aparat de măsură corespunzător. Este de asemenea necesar să se introducă controlul permeabilității inițiale, la livrarea oțelului din uzină.

Valorile medii ale permeabilității inițiale, pentru unele materiale magnetice mai folosite în transformatorii de joasă frecvență, sunt date în tabela XI.1. Valorile permeabilității oțelurilor de transformator se obțin prin măsurători executate asupra miezurilor în E, asamblate prin suprapunere în părți opuse, din tole ștanțate, confecționale din oțel recopt în uzină. După ștanțare,

tolele nu se recoc. Valorile permeabilității pentru aliajele de permalloy și permindur se obțin deasemenea prin măsurători executate asupra tolelor în E , asamblate prin suprapuneri în părți opuse; dar aici tolele se recoc după șlanfare.

Tabela XI.1.

Calitatea materialului magnetic	Permeabilitatea inițială μ_{e}
Oțelul de transformator 34AA, grosimea 0,35 – 0,5 mm	400
Oțelul cu permeabilitatea inițială mărită БН-3, grosimea 0,35 mm	600
Oțel cu permeabilitatea mărită, laminat subțire ТН, Б4, 0,2 mm	500
Oțel laminat la rece, cu mare permeabilitate ХВН 0,35 mm . .	500
Permalloy cu conținut de nichel 40 : 50 % grosimea 0,2 : 0,5 mm	2 000
Permalloy cu conținut de nichel 70 : 80 % grosimea 0,2 : 0,5 mm	8 000
Permendur cu grosimea 0,2 mm	700

§ XI. 3. Influența componentei continue a fluxului magnetic asupra permeabilității dinamice

Dacă în miezul transformatorului există un flux magnetic continuu, care depășește cu mult componenta lui alternativă, variația inducției în materialul magnetic al miezului are loc după cicluri minore de magnetizare (vezi B 11). Panta ciclului minor se micșorează, prin creșterea câmpului de magnetizare continuă (fig. XI.11); deaceia, permeabilitatea dinamică a materialului magnetic scade prin mărirea magnetizării continue. Scăderea permeabilității, în cazul magnetizării continue, este cu atât mai intensă cu cât este mai mare permeabilitatea materialului magnetic (fig. XI.12).

Prin acest fenomen se explică faptul bine cunoscut că inductanța bobinei de șoc, sau a transformatorului, scade, dacă prin înfășurarea respectivă trece componenta de curent continuu.

Experiența dovedește că dacă magnetizarea continuă depășește 1÷2 amperspire, pentru 1 cm din lungimea circuitului magnetic, este avantajos să se introducă în miez un întrefier diamagnetic, (amagnetic) (o porțiune cu aer sau o garnitură din material izolant, care fixează mărirea întrefierului. În aceste cazuri, introducerea întrefierului mărește inductanța transforma-

torului, deoarece în cazul întrefierului, inducția scade mai puțin în funcție de magnetizarea continuă decât în cazul că ar lipsi. La o anumită valoare a întrefierului, inducția atinge valoarea maximă (fig. XI.13); acest întrefier se numește optim. Mărimea întrefierului optim depinde din punct de vedere prac-

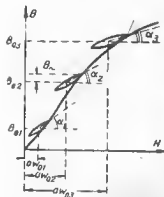


Fig. XI.11. Ciclurile minore de magnetizare și reducerea pantei ciclurilor minore, provocată de magnetizarea continuă.

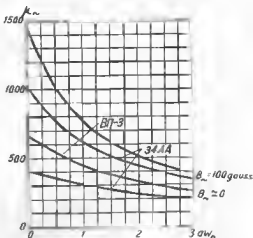


Fig. XI.12. Curbele variației permeabilității inițiale ($B_{\sim} \rightarrow 0$) și a permeabilității la $B_{\sim} = 100$ gauss în funcție de amperspirele de curent continuu pentru oțelurile 34AA și B17-3

tic de câmpul de magnetizare continuu mărindu-se proporțional cu câmpul. Ea are mici variații pentru diferite materiale magnetice (fig. XV.26).

Mărirea inducției cu introducerea întrefierului, se explică prin faptul că întrefierul micșorează componenta continuă a inducției în miez, din care cauză se mărește panta ciclului minor. În cazul întrefierurilor mici, micșorarea reluctanței miezului reduce reluctanța totală a circuitului magnetic, mai puternic decât o mărește introducerea întrefierului.

Calculul inducției transformatorului cu magnetizare continuă care are întrefierul optim, se execută după formula obișnuită, înlocuind în ea permeabilitatea dinamică a materialului magnetic μ_{\sim} , prin permeabilitatea efectivă a circuitului magnetic μ_e , care ia în considerație introducerea întrefierului optim:

$$L_1 = \frac{0,4 \pi \mu_e w_1^2 q_c}{10^8 l_{med}} \quad (XI.17)$$

Valoarea permeabilității efective μ_e și valoarea întrefierului optim pentru orice material magnetic se pot calcula după caracteristicile de magnetizare în câmpul magnetic continuu și variabil (vezi B 15). De asemenea se pot obține prin măsurarea directă cu ajutorul instalației destinate pentru ridicarea caracteristicilor materialelor magnetice (vezi § XI.4).

Curbele variației permeabilității inițiale efective μ_{ei} și în-

trefierurilor optime, cu intensitatea magnetizării continue, pentru diferite materiale magnetice, ridicate cu instalația descrisă mai jos, sunt indicate în fig. XV.25 și XV.26. Aceste curbe sunt necesare la calculul numărului de spire ale înfășurărilor transformatorilor care lucrează cu magnetizare continuă, precum și la determinarea mărimii necesare a întrefierului.

La alegerea miezului pentru transformator, valoarea aw_0 este necunoscută iar curbele din fig. XV.25 nu pot servi pentru determinarea lui μ_{ei} a cărei cunoaștere este necesară pentru alegerea miezului. Pentru determinarea cu aproximație a valorii μ_{ei} se poate folosi relația

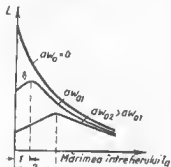


Fig. XI.13. Variația inducției transformatorului fără magnetizare și cu magnetizare continuă, la introducerea întrefierului. 1, întrefierul optim pentru aw_{01} ; 2, întrefierul optim pentru aw_{02}

dintre permeabilitatea efectivă și produsul $L_1 I_0^2$, care se poate calcula cu ușurință, după datele obținute la calculul electric al transformatorului. Pentru a dovedi existența acestei dependențe, se înmulțesc ambele părți ale egalității (XI.17) prin I_0^2 , iar numărătorul și numitorul din partea dreaptă prin l_{med} :

$$L_1 I_0^2 = 0,4 \pi 10^{-3} \mu_{ei} q_c l_{med} \left(\frac{l_0 w_1}{l_{med}} \right)^2 = 0,4 \pi 10^{-3} q_c l_{med} \mu_{ei} aw_2^0 \quad (XI.18)$$

Deoarece μ_{ei} depinde de aw_0 , produsul $\mu_{ei} aw_0$ situat în partea dreaptă a expresiei obținute este o funcție univocă de μ_{ei} . De aici, rezultă că la o anumită valoare pentru $q_c l_{med}$, fiecărei valori $L_1 I_0^2$ îi corespunde o anumită valoare pentru μ_{ei} , valoare care poate fi găsită prin calcul, după graficele variației permeabilității în curent continuu și aw_0 , și deci se poate construi curba variației lui μ_{ei} cu $L_1 I_0^2$.

Pentru diferitele valori ale produsului $q_c l_{med}$, curbele vor fi diferite; în practică valoarea produsului indicat pentru transformatorul de joasă frecvență mici și medii este situată de obicei între 10 și 90, prin urmare variază cel mult de trei ori, față de valoarea medie egală cu 30. La aceste variații pentru $q_c l_{med}$, mărirea μ_{ei} nu variază mult, iar determinarea lui μ_{ei} cu o precizie suficientă, pentru alegerea miezului, se poate face după curba variației lui μ_{ei} cu $L_1 I_0^2$, calculată pentru valoarea $q_c l_{med}$ egală cu 30. Curbele variației lui μ_{ei} cu $L_1 I_0^2$, pentru diferite materiale magnetice, calculate după metoda indicată, sunt date în fig. XI.14.

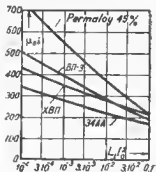


Fig. XI.14 Curbele aproximative de variație a permeabilității efective inițiale cu $L_1 I_0^2$, pentru oțelurile 344A, BII-3, XBI și permalloy 45/0

§ XI.4. Măsurarea permeabilității dinamice și a pierderilor în materialele magnetice moi, în tole.

Practica îndelungată a măsurătorilor asupra materialelor magnetice moi, în câmpurile slabe și medii, a dovedit că metoda cea mai recomandabilă pentru măsurarea permeabilității și a pierderilor este metoda punții. Precizia ei depășește cu mult precizia necesară, iar sensibilitatea, în cazul unui aparat indicator bun, permite să se execute măsurările la inducții de zeci și chiar sutimi de gauss. Superioritatea metodei punții mai constă și în aceea că într-o singură măsurare se obțin dintr-o dată două mărimi: inducția și rezistența pierderilor.

Schemele în punte permit să se execute măsurarea proprietăților materialelor magnetice, pentru o gamă largă de inducții, și la frecvențe dela mai multe zeci de herți, până la zeci de megaherți.

Pentru a determina proprietățile materialului magnetic, se ștanțează sau se decupează din el o canităte redusă de tole sau inele și se bobinează pe ele o anumită cantitate de spire, sau se assemblează tolele ștanțate într-o bobină de măsură etalon. Măsurând cu ajutorul punții inducția și rezistența bobinei cu miez, la o frecvență, inducție și magnetizare continuă anumită, se obțin prin calcul permeabilitatea și pierderile în materialul magnetic, la regimul respectiv.

Din marea varietate a schemelor în punte cunoscute, doar foarte puține sunt indicate pentru măsurători magnetice. Schema punților cu rezonanță, al căror echilibru depinde de frecvență, necesită pentru alimentare generatori cu o înaltă stabilitate a frecvenței. Punțile de tip rezonant, care conțin ca element reactiv o inductanță etalon fixă și o variabilă, nu sunt recomandabile pentru măsurări la inducții mici, din cauza sensibilității la câmpurile exterioare. Aceste câmpuri inducând f. e. m. în inductanță etalonul desechilibrează puntea și provoacă erori în măsurători. Doar punțile de tip nerezonant care conțin condensatori etalon pot fi folosite în acest scop.

Dintre schemele de acest tip, cea mai simplă și cea mai practică este schema reprezentată în fig. XI.15. Echilibrarea ei se execută după indicatorul de echilibru cu lampă, IL. Inductanța măsurată cu această punte se determină din capacitatea introdusă prin cutia de condensatori C, pentru echilibrarea punții și rezistențele R_1 și R_2 :

$$L_x = CR_1R_2 \quad (\text{XI.19})$$

Dacă în formula (XI.19) se substituie valoarea capacității în farazi și a rezistențelor în ohmi, valoarea inductanței măsurate se obține în henry.

Dacă produsul dintre R_1 și R_2 este egal cu 10^6 , cum este cazul când $R_1 = R_2 = 1000 \Omega$, sau dacă $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 10000 \Omega$, formula (XI.19) ia forma mai simplă:

$$L_x(\text{H}) = C(\mu\text{F}) \quad \text{XI.20}$$

Este preferabil să se utilizeze cutia de condensatori cu trei decade, de la 0,001 până la $1 \mu\text{F}$, cu un condensator variabil



Fig. XI.15. Schema punții pentru măsurarea permeabilității și a pierderilor, cu un condensator variabil etalon

cu aer, legat în paralel cu condensatorul de $1000 \mu\text{F}$, pentru echilibrarea precisă a punții. Pentru mărirea preciziei măsurării factorului de calitate al materialului magnetic la frecvențe joase și inducții mici, cutia trebuie să aibă pierderi reduse. Această condiție este pe deplin satisfăcută de cutia de condensatori cu mică.

Componenta rezistivă a impedanței bobinei măsurate este echilibrată prin rezistența R_3 , și se determină în cazul punții echilibrate prin expresia:

$$r_x = \frac{R_1 R_2}{R_3} \quad (\text{XI.21})$$

Pentru determinarea rezistenței care corespunde pierderilor din materialul magnetic, este suficient ca din relația (X.21) să se scadă rezistența conductorului înfășurării, care pentru frecvențele din banda acustică este egală aproximativ cu rezistența înfășurării în curent continuu r_0 :

$$r_m \approx r_x - r_0. \quad (X.22)$$

Permeabilitatea dinamică, a materialului magnetic din epruveta introdusă în bobină, se determină din expresia care se obține rezolvând formula (X.18), în raport cu μ :

$$\mu \approx \frac{10^8 I_{med} L}{0,4 \pi W^2 q_c}. \quad (X.23)$$

În lipsa unei cutii de condensatori cu mică se poate folosi schema punții cu un condensator etalon fix și cu două rezistențe variabile, reprezentată în fig. XI.16. În cazul acestei scheme inductanța bobinei măsurate și rezistența ei se determină prin aceleași formule ca și pentru schema din fig. XI.15.

Totuși, punțile în care elementele care realizează coincidența de fază și de amplitudine se găsesc în brațe diferite ale punții (fig. XI.16), sunt nepractice în lucru. În aceste scheme, echilibrarea precisă a punții se realizează doar după un șir de reglări succesive ale elementelor de echilibrare. De aceea, în cazul unui mare număr de măsurări, ceea ce întâmplă de exemplu în cazul studiilor de laborator ale proprietăților materialelor magnetice, schema din fig. XI.15 este mai avantajoasă, cu tot costul ridicat al cutiei de condensatori cu mică.

Aceasta deoarece aici ambele elemente de reglare se găsesc în același braț, iar echilibrarea unui element este independentă de a celuilalt.

Pentru accelerarea și simplificarea măsurărilor magnetice, epruveta din material magnetic trebuie să aibă dimensiuni cât mai mici și să conțină un număr minim de tole. Necesitatea de a executa măsurătorile la inducții de ordinul gaussilor și zecimilor de gauss, pentru obținerea valorilor inițiale ale permeabilității și unghiului de pierderi, duc, în cazul unor secțiuni prea mici ale materialului, la lășturi insuficiente pentru o echilibrare sigură. În cazul unei calități satisfăcătoare a aparatului de măsură o secțiune netă de material de $1 \div 2 \text{ cm}^2$ este pe deplin suficientă.



Fig. XI.16. Schema punții cu condensator etalon fix pentru măsurarea permeabilității și a pierderilor

Măsurarea proprietăților materialului magnetic se execută atât asupra epruvetelor toroidale, cât și asupra epruvetelor din tole, în E sau în U , asamblate prin suprapunere în părți opuse. Uzinele care produc materiale magnetice măsoară de obicei proprietățile acestor materiale folosind epruvete toroidale, pentru a exclude influența rosturilor și asamblării tolelor asupra rezultatelor măsurării.

Pentru uzinele care folosesc materiale magnetice în transformatorii și bobinele de șoc fabricate, este necesară cunoașterea permeabilității și a pierderilor în materialele folosite în condiții reale, adică ținând seama de influența ștanțării, asamblă-



Fig. XI.17. Schema pentru ridicarea caracteristicilor materialelor magnetice cu magnetizare continuă

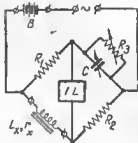


Fig. XI.18. O variantă a schemei pentru ridicarea caracteristicilor materialelor magnetice cu magnetizare continuă

rii, formei tolelor folosite. Deaceia măsurarea datelor respective și construirea graticelor de calcul trebuie să se execute pentru formele tipice ale tolelor, adoptate în producție. În afară de aceasta, folosirea tolelor ștanțate, asamblate prin suprapuneri în părți opuse, permite să se folosească pentru măsurători bobina de măsură etalon, în care se assemblează miezul din materialul încercat. În cazul măsurărilor asupra torului trebuie să se bobineze înfășurarea de măsură pe fiecare model măsurat, ceea ce necesită o muncă manuală migăloasă, sau folosirea bancurilor speciale de bobinaj.

Pentru determinarea proprietăților materialului magnetic, sub acțiunea simultană a câmpurilor magnetice continuu și variabil, trebuie să se creeze în miezul bobinei încercate, o componentă continuă a fluxului magnetic. Aceasta se poate face prin două metode. La prima metodă se bobinează pe epruveta de material o a doua înfășurare, prin care se trece curentul continuu de

intensitate necesară, furnizat de bateria de acumulatori B (fig. XI.17). Totodată, este necesar să se conecteze în serie cu bateria o bobină de șoc, cu o inductanță mare, sau o rezistență de valoare mare R_s , pentru a nu provoca erori în măsurare. Folosirea redresorului pentru magnetizarea continuă este nepractică, din cauza pulsațiilor și nestabilității curentului de magnetizare. În cazul celei de a doua metode, se conectează în serie cu sursa de tensiune alternativă care alimentează puntea o mică baterie de acumulatori B, al cărei curent trece prin înfășurarea de măsură (fig. XI.18). Prin această metodă se elimină necesitatea de a avea o înfășurare suplimentară și rezistență de protecție. În acest caz, rezistența R_2 nu trebuie să fie prea mare, deoarece în caz contrar va fi necesară o tensiune excesivă a bateriei, pentru a crea componenta continuă a curentului de mărimă necesară, în înfășurarea epruvetei.

La această instalație, afară de ridicarea curbelor permeabilității dinamice, sub acțiunea simultană a câmpurilor continuu și variabil, este indicat să se ridice curbele permeabilității efective și ale întrefierurilor optime. Determinarea acestor curbe se execută în modul următor: miezul bobinei de măsură se assemblează din materialul de studiat, prevăzându-se un întrefier, așezând în întrefier o garnitură cu o anumită grosime; se dă curentului de magnetizare continuă diferite valori și se măsoară la fiecare valoare a curentului, valoarea inductanței bobinei de măsură. Ajungând la valoarea maximă a curentului de magnetizare continuă, se deconectează bobina de măsură și se dă întrefierului o nouă valoare și se măsoară din nou inductanța la diferiți curenți de magnetizare continuă.

După datele obținute se construiesc curbele de variație a inductanței cu mărimea întrefierului, pentru o valoare determinată a curentului de magnetizare continuă. Pentru fiecare curbă se notează apoi punctul valorii maxime a inductanței și mărimea întrefierului, în acel punct. După aceasta, se calculează permeabilitatea efectivă, în funcție de valorile găsite ale inductanței maxime, după formula:

$$\mu_e = \frac{10^9 L_{med}}{0,4 \pi w^2 g_c} \quad (XI.24)$$

și mărimea întrefierului optim, în procente din lungimea liniei mijlocii din miez, după expresia:

$$a \% = 100 \frac{l_{a\ opt}}{l_{med}} \quad (XI.25)$$

Pentru a obține rezultate precise este necesar să se ia modelul cu o lungime suficientă, (cu lungimea liniei de forță mijlocii de cel puțin 10-15 cm), deoarece la o valoare mică a lui l_{med} întrefierurile se obțin prea mici și stabilirea lor precisă este imposibilă. Suprafețele între care se stabilește întrefierul trebuie să fie paralele și bine ajustate.

Pentru a obține sensibilitatea maximă a schemei în punte și pentru a micșora influența câmpurilor electrostatice și mag-

netice este necesar ca impedanțele celor patru brațe să fie aproximativ egale. De aceea, în cazul măsurătorilor cu inducții mici, rezistențele R_1 și R_2 trebuie luate cu valori egale, de câte 1000 Ω fiecare, deoarece la această mărime, ele se pot face cu ușurință neinductive și necapacitive, ceea ce este necesar pentru mărirea preciziei măsurătorilor.

În cazul măsurătorilor la inducții medii și mari (sute și mii de gaussi), sensibilitatea punții și a acordării nu joacă un rol substanțial, deoarece bobina 1 se aplică tensiuni mari. În acest caz rezistența R_2 trebuie să se ia mult mai mică decât impedanța bobinei măsurate. Aceasta este necesar deoarece la legarea unei rezistențe mari în serie cu elementul de măsurat, curentul de magnetizare, care are la inducții medii și mari o formă ne-sinusoidală, deformează puternic tensiunea elementului de măsurat. În același timp, măsurarea proprietăților materialelor magnetice trebuie să se execute la o inducție sinusoidală.

Drept sursă de curent alternativ, pentru măsurările prin punți, poate servi orice generator de curent alternativ, cu o suficientă putere și o frecvență constantă. Pentru măsurări la frecvențe de mai multe sute de herți, și la inducții până la mai multe sute de gaussi, puterea necesară nu depășește câțiva wați. Mărirea inducției, până la câteva mii de gaussi, necesită mărirea puterii de ieșire a generatorului. Dacă în tensiunea de ieșire a generatorului există un conținut de armonice de câteva procente, aceasta nu se reflectă asupra preciziei măsurărilor, deoarece ca indicator al echilibrului puterii se folosește un amplificator selectiv, acordat pe frecvența de bază la care se execută măsurarea și care nu este sensibil la armonice. Mai periculoasă este prezența frecvențelor joase parazite, de exemplu a sgomotului de fond în tensiunea de ieșire a generatorului. În cazul unei inducții importante în epruvetă, nelinearitatea caracteristicii acestela provoacă apariția frecvențelor sumă și diferență, care pot fi apropiate de frecvența fundamentalei și pot intra în banda de trecere a indicatorului. În acest caz, puntea nu poate fi echilibrată precis, deoarece în indicator se obține o zonă largă de deviere minimă, în locul unui punct de echilibru.

În cazul măsurărilor la inducții mici, cuplajele, parazitii și curenții vagabonzi pot să mascheze punctul echilibrului perfect al punții, sau să-l deplaseze din locul poziției reale, creând un echilibru aparent sau fals. Pentru a elimina acest neajuns, schema punții trebuie să fie bine ecranată, iar transformatorul de ieșire al generatorului și transformatorul de intrare al indicatorului trebuie să aibă o simetrie satisfăcătoare.

Ca indicator de echilibru al punții este necesar să se folosească

un amplificator cu o mare selectivitate, cu un indicator de orice tip, legat la leștre (detector cu galvanometru, tub cu fascicol electronic, etc). Telefonul se folosește rar ca indicator, deoarece folosirea lui este obositoare și cere liniște.

Necesitatea folosirii indicatorului selectiv este dictată de faptul că armonicele superioare, generate de materialul magnetic, chtar la inducții mici, ajung prin rezistența R_1 la intrarea indicatorului, indiferent de faptul dacă puntea este echilibrată sau nu. La o echilibrare neprecisă, această tensiune a armoniceilor depășește de mai multe ori tensiunea reziduală a fundamentalei, care există pe diagonala punții. Pentru ca tensiunea armoniceilor să nu împiedice realizarea echilibrului, selectivitatea amplificatorului pentru armonica a doua trebuie să fie de cel puțin 40-50 db. Pentru armonica a treia se pot obține în acest caz 60 db și mai mult, ceea ce este suficient. Un amplificator cu o astfel de selectivitate se poate obține folosind două, trei etape de amplificare, cu circuite acordate, sau cu reacție selectivă. Pentru ușurarea operațiilor este necesar să se obțină curba de selectivitate de formă dreptunghiulară, ceea ce se poate realiza printr'un mic desacord al etapelor (unul în raport cu celălalt).

Factorul de amplificare necesar depinde de datele epruvetei măsurate și de inducția minimă și de obicei variază între 10^3 - 10^5 , adică de la 60 până la 100 db. Amplificatorul trebuie să aibă la intrare, un dispozitiv care să permită o reglare foarte largă a amplificării, (de la amplificarea mai mică decât unitatea, până la cea maximă). Această reglare este necesară pentru eliminarea supraîncărcării lămpii de intrare în cazul tensiunilor mari, care se aplică amplificatorului când puntea este dezechilibrată. Dacă tubul de intrare este supraîncărcat, este practic imposibil să se echilibreze puntea, deoarece rotirea într'un sens sau altul a butoanelor care echilibrează puntea nu modifică indicațiile aparatului indicator.

Dacă se folosește ca indicator un galvanometru cu detector, pentru prevenirea detectărilor la supraîncărcare, caracteristica de amplificare (a amplificatorului) trebuie să devină orizontală, dacă tensiunea de ieșire este egală, sau depășește cu puțin tensiunea echivalentă devierii complete a acului indicator. Aceasta se realizează cu ușurință, prin alegerea unui raport de transformare corespunzător pentru transformatorul de ieșire al amplificatorului, prin alegerea tensiunii de negativare a tubului final și prin introducerea unei rezistențe limitatoare de curent, în circuitul de grilă.

Pentru stabilirea valorii necesare a inducției în materialul probat, tensiunea de pe înfășurarea de măsură poate fi contro-

lătat printr'un voltmetru electronic, cu o impedanță de intrare suficient de ridicată. Când se leagă voltmetrul la capetele înfășurării de măsură, asimetria circuitului de intrare al voltmetrului electronic și căderea de tensiune în rezistența înfășurării influențează precizia măsurărilor. De aceea este preferabil ca voltmetrul să se conecteze la o înfășurare suplimentară specială, care se bobinează în acest scop pe epruvetă

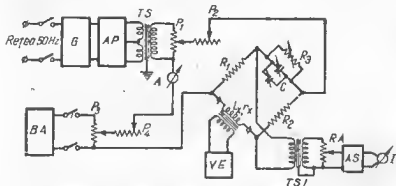


Fig. XI.19. Schema de principiu a instalației pentru ridicarea caracteristicilor materialelor magnetice

În fig. XI.19, se arată schema de principiu a instalației pentru încercarea materialelor magnetice mol, în tole, sub acțiunea simultană a câmpurilor magnetice continue și variabile. În schemă sunt următoarele notații: G — generatorul de tensiune sinusoidală de frecvență necesară; AP — amplificatorul de putere; TS — transformatorul de leșire simetric al amplificatorului de putere; P_1 și P_2 — reostatele pentru reglajul brut și fin al tensiunii alternative aplicate punții; P_3 și P_4 — reostatele pentru reglajul brut și fin al magnetizării de curent continuu; BA — bateria de acumulatori pentru magnetizarea continuă; A — ampermetrul de curent continuu; VE — voltmetrul electronic, care măsoară tensiunea, deci și inducția, din epruvetă; TSI — transformatorul de intrare simetric al amplificatorului selectiv; RA — reglatorul amplificării; AS — amplificatorul selectiv; I — indicatorul echilibrului punții.

Pentru controlul permeabilității inițiale a materialelor magnetice, primite de uzinele consumatoare, precum și pentru controlul procesului de recoacere este indicat aparatul pentru măsurarea permeabilității inițiale, elaborat de autor. Schema de principiu a acestui aparat este reprezentată în fig. XI.20. El este constituit dintr'un oscilator cu un tub de mică putere pentru frecvența de 70—250 Hz, a cărui tensiune se aplică schemei în

punte. Brațele punții sunt constituite: dintr-o rezistență bobinată R_1 de 1000 Ω , capacitatea etalon C de 0,1 μF , shuntată printr-o rezistență chimică variabilă R_3 și cutia de rezistențe cu trei sau patru decade, R_2 . Al patrulea braț al punții este constituit de bobina de măsură L , cu o secțiune redusă a miezului, de circa $1\div 2\text{ cm}^2$, în care se assemblează tolele ștanțate ale materialului încercat. Valoarea tensiunii aplicate de generator punții trebuie



Fig. XL20. Schema de principiu a aparatului pentru controlul permeabilității inițiale a materialelor magnetice

să fie astfel ca inducția din miezul bobinei de măsură să nu depășească câțiva gauss.

În cea de a doua diagonală a punții se conectează amplificatorul AS, cu transformatorul de intrare ecranat și cu amplificarea reglabilă. Pentru micșorarea influenței armonicilor și a paraziților, primul etaj se face selectiv. La ieșirea amplificatorului se conectează indicatorul cu cuproxid I .

Introducând tolele ștanțate din materialul încercat în bobina de măsurare, puntea se echilibrează cu ajutorul rezistenței variabile R_3 și a cutiei cu rezistențe R_2 , după indicatorul de ieșire. Spirele bobinei de măsură trebuie să se calculeze astfel, ca valoarea permeabilității inițiale să fie egală numeric cu cea a lui R_2 , în ohmi, ce se introduce la echilibrarea punții. Aceasta înlătură necesitatea unor calcule ulterioare măsurării.

La aparatul descris se poate măsura permeabilitatea inițială, cu o precizie de circa 5%, pentru valori de la 100 până la 10000 gauss/oersted. Pentru extinderea limitelor de măsurare se poate schimba una din rezistențele brațelor.

Măsurarea permeabilității materialelor magnetice și a pierderilor trebuie să se execute după asamblare asupra modelelor demagnetizate cu ajutorul bobinei de demagnetizare (vezi paragraful X.2). Pentru a obține rezultate corecte, măsurarea trebuie să înceapă după cel puțin 15÷30 de minute dela magnetizare, deoarece din cauza viscozității magnetice a materialului, imediat

după demagnetizare, valorile permeabilității pot fi puternic mărite în cazul inducțiilor mici. La determinarea repetată a dependenței permeabilității și pierderilor de inducție, pentru același model, cea de a doua măsurare trebuie să se execute abia după 15÷30 de minute dela terminarea primei măsurări.

Strângerea miezului modifică puternic atât permeabilitatea, cât și pierderile în miez. Variația depinde de gradul de strângere și de calitatea materialului magnetic. Deaceia, pentru obținerea unor rezultate de măsurare omogene, miezul modelului nu trebuie să fie strâns.

§ XI.5. Măsurarea coeficienților armonice în cazul materialelor magnetice moi, în tole.

Măsurarea coeficienților armonice cauzate de materialul magnetic se poate executa în două regimuri diferite:

1. În regim de tensiune constantă, sau sub tensiune sinusoidală aplicată înfășurării de măsură a epruvetel. Acest regim se poate realiza cu condiția ca rezistența interioară a generatorului de f.e.m. sinusoidală, care alimentează bobina pe măsură, să fie mult mai mică decât impedența acestei bobine, la frecvența fundamentală. În acest caz, inducția în miezul supus măsurării variază practic sinusoidal, dar curentul de magnetizare nu este sinusoidal. Măsurând raportul între armonicele superioare ale curentului de magnetizare și fundamentală se obțin coeficienții armonice ai curentului.

2. În regim de curent constant, sau sub curent sinusoidal, în înfășurarea de măsură a epruvetel. Acest regim are loc când se alimentează bobina de măsură dela un generator de f.e.m. sinusoidală cu o rezistență internă care depășește de multe ori impedența bobinei de măsură, la frecvența celei mai înalte armonice măsurate. În acest regim, curentul din bobină este sinusoidal, dar inducția în miezul încercat, deci și tensiunea din bobina de măsură, conțin armonice superioare, al căror raport față de tensiunea fundamentalei determină coeficienții armonici ai tensiunii.

Calculul distorsiunilor nelineare, produse de transformatori, se poate efectua nu numai după armonicele de curent, cum se indică în capitolul X, dar și după armonicele de tensiune. Totuși, practica dovedește că prima metodă este mai comodă și dă un rezultat mai precis.

Prima metodă este mai precisă deoarece în schemele amplificatorilor de joasă frecvență transformatorii și bobinele de șoc lucrează într'un regim apropiat de regimul tensiunii constante.

Aceasta, fiindcă pentru obținerea unei caracteristici de frecvență corecte, este necesar ca rezistența generatorului echivalent (R_{at}), să fie mult mai mică decât reactanța inductivă a bobinei de șoc, sau a transformatorului (ωL_1), la frecvența de lucru inferioară. Regimul tensiunilor constante, la care se execută măsurarea coeficienților armonicilor curentului, corespunde condițiilor reale de funcționare a transformatorului în schemă.

Verificarea experimentală a demonstrat că dacă se calcu-

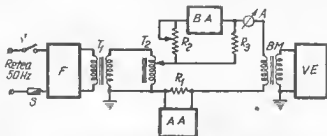


Fig. XI.21. Schema pentru măsurarea coeficienților armonicilor curentului, pentru materialele magnetice moi

lează distorsiunile nelineare după armonicile curentului, datele calculate coincid cu cele măsurate; dacă se face calculul după armonicile tensiunii, rezultatul diferă mult de datele măsurătorilor.

Un neajuns suplimentar al factorului distorsiunilor nelineare măsurat după armonicile tensiunii constă în aceea că la măsurarea armonicilor de tensiune, inducția în miez și tensiunea în înfășurarea de măsură variază după o curbă complexă deformată, pentru care raportul dintre valorile eficace și cele maxime diferă mult de cel din cazul sinusoidel. Această condiție complică mult calculul și măsurile.

Deaceia, calculul distorsiunilor nelineare produse de transformator trebuie să se execute după armonicile curentului, a căror măsurare se efectuează în regim de tensiune constantă.

Măsurarea coeficienților armonicilor curentului, la diferite materiale magnetice moi, este indicat să se execute cu ajutorul schemei din fig. XI.21. În această schemă sunt următoarele notații: I — întrerupătorul de rețea, care alimentează bobina de măsură; S — siguranța; F — filtrul pentru filtrarea armonicilor superioare ale tensiunii rețelei; T_1 — transformatorul de separare; T_2 — auto-transformatorul pentru reglajul fin al tensiunii aplicate bobinei de măsură; R_1 — rezistența etalon, la bornele

căreia se măsoară căderea de tensiune a fundamentalei și a armoniceilor; R_2 — reostatul de reglaj al magnetizării continue; R_3 — rezistența de siguranță, care nu permite ca rezistența circuitului să crească peste valoarea admisibilă, la desfacerea unui contact al bateriei de acumulatori, sau al reostatului R_2 ; BA — bateria de acumulatori, pentru magnetizarea permanentă; A — ampermetrul pentru controlul curentului de magnetizare; BM — bobina de măsură cu miez din materialul încercat; VE — voltmetrul electronic, care măsoară tensiunea unei bobine suplimentare speciale (care prin urmare măsoară componenta alternativă a inducției din epruvetă); AA — analizorul de armonice.

Pentru a obține o măsurătoare cu rezultate precise, schema din fig. XI.21 trebuie să satisfacă următoarele condiții principale:

1. Impedanța pentru fundamentală și pentru armonice, a întregului circuit care alimentează bobina de măsură, trebuie să fie cel puțin de câteva ori mai mică decât impedanța minimă de intrare a bobinei, la frecvența de 50 Hz. Impedanța minimă a bobinei de măsură are loc de obicei în cazul componentei alternative maxime a inducției, la o magnetizare de curent continuu maximă.

2. Inducția în miezurile transformatorilor T_1 și T_2 nu trebuie să fie prea ridicată, deoarece în caz contrar tensiunea la bornele lor va conține armonice.

3. Rezistența de intrare a voltmetrului electronic, care măsoară inducția în epruvetă, trebuie să fie suficient de ridicată, pentru a nu reduce în mod vizibil impedanța de intrare a bobinei de măsură.

XI. 6 Influența prelucrării mecanice și a tratamentului termic asupra proprietăților materialelor magnetice moi.

Când se laminează materialul magnetic în tole, apar tensiuni interne care înrăutățesc simțitor proprietățile lor magnetice. Pentru eliminarea acestor tensiuni este suficient ca materialul magnetic să fie încălzit până la o temperatură anumită, și să se răcească apoi lent. După acest tratament termic, denumit recoacere, proprietățile magnetice ale materialului se restabilesc. Majoritatea sorturilor de materiale magnetice moi în tole sunt supuse recoacerii înainte de livrarea din uzină și sunt furnizate cu proprietăți magnetice normale. O excepție sunt aliajele de permalloy, care în stare recoaptă se ștanțează greu, din cauza rezistenței ridicate; de aceea sunt furnizate de obicei consumatorului după laminarea la rece, fără a fi recoapte.

La ștanțarea sau la decuparea tolelor pentru miez, precum și la bobinarea miezului din bandă, apar de asemenea în material tențiuni interne, care înrăutățesc proprietățile sale magnetice. Cu cât dimensiunile tolelor sunt mai mici și cu cât tofele sunt mai groase, cu atât ștanțarea micșorează mai mult permeabilitatea și mărește pierderile, din cauza apariției ecruisării, după ștanțare, tofele trebuie să fie recoapte.

Tratamentul termic pentru eliminarea ecruisării tolelor de transformator, cauzată de ștanțare, constă de obicei din încălzirea tolelor ștanțate, fără acces de aer, sau în atmosferă neutră, până la 700°C – 800°C , menținerea la această temperatură timp de 1–2 ore și răcirea ulterioară, cu viteza de aproximativ 30°C pe oră.

Pentru aliajele de permalloy care nu au fost supuse tratamentului termic după laminare, procesul de recoacere constă de obicei în încălzirea pieselor ștanțate până la 1000°C – 1200°C , menținerea lor la această temperatură timp de mai multe ore, răcirea lentă, până la 600°C – 700°C , și apoi răcirea rapidă, începând de la această temperatură. Unele sorturi de permalloy nu necesită răcire rapidă.

Recoacerea materialului magnetic după ștanțare are o influență redusă asupra valorii pierderilor specifice, la inducțiile mici, corespunzătoare permeabilității inițiale a materialului, deoarece la aceste inducții pierderile prin histerezis practic lipsesc. Pierderile prin curenți turbionari cresc după recoacere, deoarece micșorează rezistența specifică a materialului. Din cauza măririi permeabilității și a pierderilor prin curenți turbionari, unghiul de pierderi al materialului magnetic la inducții mici se mărește intens după recoacere. Aceasta nu influențează totuși funcționarea transformatorului, deoarece influența pierderilor din miez asupra caracteristicilor transformatorului poate fi aproape totdeauna neglijată.

Coeficienții armonicilor, cauzate de proprietățile materialelor magnetice, variază de asemenea mult cu prelucrarea mecanică, sau cu tratamentul termic. Când tofele se ștanțează, coeficienții armonicilor se reduc într-o oarecare măsură, dar fiindcă permeabilitatea scade mai mult, distorsiunile nelineare ale transformatorului au o oarecare creștere. Prin recoaceri, coeficienții armonicilor cresc intens; creșterea primelor armonice (a doua și a treia) atinge în unele cazuri mai multe zeci de procente. În schimb, permeabilitatea materialului, crește mai puțin ceea ce duce la micșorarea distorsiunilor nelineare, produse de transformator la aceiași amplitudine a inducției.

Solicitările mecanice (compresiunea materialului magnetic) micșorează permeabilitatea magnetică și mărește pierderile. Com-

presiunea se manifestă deosebit de intens asupra permeabilității inițiale. Când se strânge puternic miezul format din oțel obișnuit de transformator, prin buloane, permeabilitatea inițială se micșorează cu 5-10%. Sensibilitatea la compresiune se mărește prin tratament termic și prin îmbunătățirea proprietăților magnetice ale oțelului. Oțelul de transformator bine recopt, cu permeabilitatea inițială ridicată, are la o strângere puternică a miezului, o micșorare a permeabilității, pentru câmpurile slabe, de 20-30%.

Permalloyul cu o mare permeabilitate inițială este și mai sensibil la tensiunile interne. Într'adevăr în unele cazuri, la strângerea miezului, el suferă o scădere a permeabilității de câteva ori mai mare, decât în cazul studiat anterior. Trebuie deci să se țină seama de această condiție la elaborarea construcției transformatorului cu miez din material de mare permeabilitate, evitându-se strângerea miezului.

La încetarea compresiunii, când aceasta n'a depășit limita de elasticitate a materialului, permeabilitatea crește până la valoarea inițială.

Elaborarea unui aparataj simplu și precis pentru măsurarea permeabilității materialelor magnetice, situate în câmpuri variabile, de aproximativ 0,0001-0,001 oersted, precum și executarea unei serii de măsurători cu acest aparataj, au permis să se stabilească în mod indiscutabil că permeabilitatea inițială a materialului magnetic, depinde într-o măsură și mai mare de tratamentul termic, decât permeabilitatea la inducții medii și mari. S'a dovedit într'adevăr că printr'un tratament termic adecvat, permeabilitatea inițială a unor calități de oțel de transformator nu crește cu 20-30%, cum se considera mai înainte ci de 2,5-3 ori, și poate fi ridicată până la 1200-1500 gauss/oersted. Pe baza concluziilor din paragraful XI, 7 se poate vedea că aceasta produce o economie remarcabilă, permițând să se micșoreze dimensiunile transformatorului aproape la jumătate, iar consumul de materiale de 4-5 ori. În unele cazuri, folosirea oțelului de transformator corect tratat, permite să ne dispensăm de permalloy, ceea ce micșorează mult costul transformatorului.

Pentru confirmare, în fig. XI,22 și XI,23 sunt date curbele variației permeabilității cu componența alternantă a inducției, pentru aceleași epruvete ștanțate, din oțel, înainte și după o recoacere corectă. După cum se vede, după recoacere permeabilitatea a crescut de mai bine de două ori și nu numai la inducții mici, ci și la inducții mari. Creșterea permeabilității la inducții mari echivalează cu micșorarea curentului de magnetizare a transformatorului. Deaceia, recoacerea tolelor miezului după ștanțare

este folosită și pentru transformatorii de forță de mică putere, folosiți în aparatajul de radiorecepție, amplificare și măsură. Această recoacere permite să se mărească inducția de lucru în

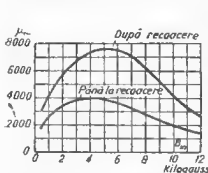


Fig. XI.22. Variația permeabilității cu inducția, pentru oțelul 4AA, înainte și după o recoacere bine executată

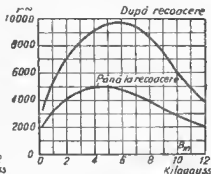


Fig. XI.23. Variația permeabilității cu inducția pentru oțelul X80, înainte și după o recoacere bine executată

miez și prin urmare să se micșoreze consumul de materiale pentru transformatori, precum și greutatea aparatului.

§ XI. 3. Variația constantei de timp a transformatorului cu dimensiunile miezului și permeabilitatea magnetică a materialului

Constanta de timp a înfășurării primare se poate determina după dimensiunile transformatorului și după proprietățile materialului, din care este executat transformatorul. Pentru aceasta vom substitui în expresia (II.99) valorile L_1 și r_1 din expresiile (II.21) și (II.104) :

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{L_1}{r_1} = \frac{0,4 \pi \mu_{\sim i} q_c q_{Cst} w_1^2}{10^9 l_{med} \rho_{Cu} l_{Cst} w_1^2} = \\ &= \frac{1,256 \cdot 10^{-6}}{\rho_{Cu}} \mu_{\sim i} \frac{q_c q_{Cst}}{l_{med} l_{Cst}} \end{aligned} \quad (XI.26)$$

Înlocuind în expresia obținută rezistența specifică a conductorului ρ_{Cu} , prin valoarea ei, egală cu $1,75 \cdot 10^{-6}$ rezultă :

$$\tau_1 = 7,2 \cdot 10^{-3} \mu_{\sim i} \frac{q_c q_{Cst}}{l_{med} l_{Cst}} \quad (XI.27)$$

Presupunând că secțiunea cuprului înfășurării primare q_{Cu} constituie jumătate din secțiunea totală a cuprului transformatorului q_{Cu} și că lungimea spirei medii a înfășurării primare l_{Cu} este egală cu lungimea spirei medii a transformatorului l_{Cu} obținem :

$$\tau_1 = 3,6 \cdot 10^{-3} \mu_{\sim i} \frac{q_c q_{Cu}}{l_{med} l_{Cu}} \quad (XL28)$$

Aici $\mu_{\sim i}$ este permeabilitatea magnetică inițială a materialului miezului pentru componenta alternativă a fluxului magnetic,

q_c este secțiunea netă a materialului magnetic a miezului, în cm^2 ,

l_{med} este lungimea mediei a liniilor de forță magnetică din miez, în cm.

Expresia obținută dovedește că într'adevăr constanta de timp a miezului este direct proporțională cu permeabilitatea inițială, iar în cazul asemănării geometrice a transformatorilor este proporțională cu pătratul dimensiunilor lineare.

Prin urmare când dimensiunile transformatorului se dublează, constanta lui de timp se mărește de patru ori.

Doarece volumul transformatorului geometric asemenea V este proporțional cu cubul dimensiunilor lineare, constanta de timp este proporțională cu volumul transformatorului, la puterea $2/3$:

$$\tau_1 = \mu_{\sim i} C V^{\frac{2}{3}}, \quad (XI.29)$$

de aici :

$$V = \sqrt{\left(\frac{\tau_1}{\mu_{\sim i} C}\right)^3}, \quad (XI.30)$$

unde C este coeficientul de proporționalitate, care depinde de raportul dimensiunilor transformatorului.

Din expresiile (XI.29) și (XI.30) rezultă că în cazul menținerii constantelor de timp a înfășurării primare (prin urmare când caracteristicile electrice ale transformatorului sunt invariabile), creșterea permeabilității inițiale $\mu_{\sim i}$ reduce mult volumul deci și cantitatea materialelor consumate pentru construcția transformatorului. De exemplu, mărirea permeabilității inițiale a materialului miezului numai de $1,5 \div 2$ ori, micșorează volumul, greutatea și cantitatea materialelor consumate de $(1,5 \div 2)^{\frac{3}{2}}$ ori adică aproximativ de $2 \div 3$ ori. În afară de o mare economie de

materiale costisitoare, aceasta permite executarea unui aparataj mai ușor și mai compact.

De aici rezultă că pentru miezul transformatorilor de joasă frecvență și de mică putere este recomandabilă folosirea aliajelor cu o permeabilitate inițială cât mai ridicată. Materialele folosite după ștanțare sau după decuparea tolelor trebuie supuse tratamentului termic (recoacerei). Tratatamentul termic este necesar nu numai pentru permalloy și aliajele similare dar și pentru oțelurile silicioase obișnuite de transformator, care la o recoacere justă își măresc permeabilitatea inițială de 2-3 ori.

Înlocuirea oțelurilor de transformator cu permeabilitate inițială $\eta_{\sim 1} = 400$, prin permalloy cu $\eta_{\sim 1} = 8000$ trebuie să asigure o micșorare a dimensiunilor lineare ale transformatorului

de $\sqrt{\frac{8000}{400}} = 4,47$ ori și micșorarea greutateii de $4,47^3 \approx 90$

ori. În realitate micșorarea dimensiunilor și a greutateii nu este așa de mare, deoarece prin utilizarea permalloyului cu o permeabilitate inițială foarte ridicată, dimensiunile de calcul ale conductorului înfășurărilor rezultă prea mici și trebuie mărite din considerente de ordin mecanic. Dimensiunile miezului trebuie să fie de asemenea mărite, pentru ca înfășurările cu o grosime mărită să poată fi așezate pe el. Totuși se obține o foarte importantă reducere a dimensiunilor și greutateii. Această determină utilizarea de aliaje scumpe cu o înaltă permeabilitate, în aparatajul unde greutatea și volumul redus sunt cerințe principale, precum și în transformatorii de intrare ai amplificatorilor cu tensiunea de intrare mică, unde transformatorul trebuie să aibă dimensiuni mici și un număr redus de spire, pentru micșorarea f.e.m. parazite induse în el (vezi paragraful XIV.3).

CAPITOLUL XII

TRANSFORMATORII REZONANȚI ȘI BOBINELE DE ȘOC

§ XII.1. Schema echivalentă

În unele cazuri este necesar ca amplificatorul de joasă frecvență să amplifice numai o singură frecvență, iar toate celelalte, în comparație cu ea, să fie puternic atenuate (fig. XII.1).

Acești amplificatori se numesc selectivi. Amplificatorii selectivi își găsesc o largă utilizare în aparatajul de măsură, precum și în receptori de radio, pentru micșorarea parazitilor.

Condiția principală la un asemenea amplificator, în afară de un anumit factor de amplificare la frecvența de lucru, este selectivitatea S_e , care se definește ca fiind raportul dintre amplificarea la frecvența de rezonanță K_0 și amplificarea la frecvența respectivă K_1 (fig. XII.1):

$$S_e = \frac{K_0}{K_1} \quad (\text{XII.1})$$

Selectivitatea se exprimă deseori în decibeli:

$$S_{e\text{ dB}} = 20 \lg \frac{K_0}{K_1} = 20 \lg S_e \quad (\text{XII.2})$$

Schemele cele mai simple ale etajului de amplificare selectiv sunt cele cu circuit acordat în circuitul anodic al tubului electronic, reprezentate în fig. XII.2. Pentru a obține rezonanța în banda frecvențelor acustice, inductanța circuitului trebuie să fie mare. Deaceia transformatorii folosiți în aceste scheme (sau bobinele de șoc), au miezul din material magnetic.

Neglijând pierderile din condensatorul C_1 , care sunt de obicei mult mai mici decât cele din bobină, precum și acțiunea

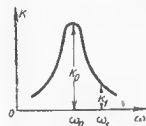


Fig. XII.1. Caracteristica de frecvență a amplificatorilor selectivi.

de shuntare a circuitului $C_g R_g$, care trebuie să fie neînsemnată pentru a obține o înaltă selectivitate, se obține schema echivalentă a etajului de amplificare selectivă cu bobină de șoc, sub forma reprezentată în fig. XII.3. Pentru a obține o înaltă selectivitate, este necesar de asemenea ca impedanța internă a tubului în curent alternativ R_i să depășească cu mult impedanța circuitului la frecvența de rezonanță Z_0 ; cu aceeași condiție, amplificarea etajului la frecvența de rezonanță se determină prin expresia :

$$K_0 = \mu \frac{Z_0}{R_i + Z_0} = \frac{SR_i Z_0}{R_i + Z_0} = \frac{SZ_0}{1 + \frac{Z_0}{R_i}} \approx SZ_0. \quad (\text{XII.3})$$

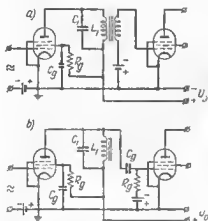


Fig. XII.2. Două scheme ale etajelor cu amplificare selectivă : a) schema cu transformator ; b) schema cu bobină de șoc.

Substituind în această expresie valoarea Z_0 cunoscută din principiile de radiotehnică, se va obține valoarea factorului de amplificare, sub forma :

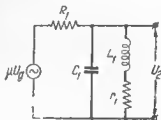


Fig. XII.3. Schema echivalentă a etajului cu amplificare selectivă, cu bobină de șoc.

$$K_0 = S \frac{L_1}{C_1 r_1} = S \frac{\omega_0 L_1}{\omega_0 C_1 r_1} = S \frac{Q}{\omega_0 C_1} = SQ \omega_0 L_1 \quad (\text{XII.4})$$

în care S este panta statică a caracteristicii lămpii, în punctul de lucru ;

$Q = \frac{\omega_0 L_1}{r_1}$ este factorul de calitate al bobinei ;

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ este pulsația de rezonanță a circuitului.

Celelalte notații figurează în schema echivalentă.

Amplificarea la pulsația ω_1 îndepărtată mult de frecvența de rezonanță, se va determina din expresia:

$$K_1 = SZ_1 = \frac{S}{\omega_1 C_1 - \frac{1}{\omega_1 L_1}} =$$

$$= \frac{S}{p \sqrt{\frac{C_1}{L_1} - \frac{1}{p}} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}} = \frac{S \rho_1}{p - \frac{1}{p}}, \quad (\text{XII.5})$$

în care Z_1 este impedanța circuitului, la pulsația ω_1 ;

p este raportul dintre pulsația ω_1 și pulsația de rezonanță ω_0 .

$\rho_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ este impedanța caracteristică.

Determinând selectivitatea prin raportul dintre expresia (XII.4) și expresia (XII.5) obținem:

$$S_e = \frac{K_0}{K_1} = \frac{SQ \rho_1 \left(p - \frac{1}{p}\right)}{S \rho_1} = Q \left(p - \frac{1}{p}\right) \quad (\text{XII.6})$$

De aici se poate afla valoarea necesară a factorului de calitate al circuitului (bobinei de inducție), în funcție de selectivitatea S_e și desacordul p :

$$Q = \frac{S_e}{p - \frac{1}{p}}. \quad (\text{XII.7})$$

În aceste condiții pentru a obține factori de amplificare mari, cu o mare selectivitate, se folosesc tuburi cu ecran. Selectivitatea amplificatorului, care are mai multe etaje, este egală cu produsul selectivității tuturor etajelor.

Pentru ca acțiunea de shuntare a tubului să fie scăzută, impedanța circuitului la rezonanță se ia de 10—20 ori mai mică decât rezistența internă a lămpii. De aici se pot obține cu ușurință formulele de calcul pentru determinarea inductanței și capacității circuitului:

$$Z_0 = \frac{R_i}{1 \div 20} = Q \omega_0 L_1; \quad L_1 = \frac{R_i}{(10 \div 20) \omega_0 Q} \quad (\text{XII.8})$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}. \quad (\text{XII.9})$$

O altă problemă este calculul transformatorului sau al bobinei de șoc, care are factorul de calitate și inductanța înfășurării primare calculate după expresiile (XII.7) și (XII.8).

§ XII. 2. Calculul factorului de calitate al bobinei cu miez din tole de material magnetic.

Schema echivalentă a bobinei cu miez din material magnetic este indicată în fig. XII.4. Această schemă echivalentă este justă atât pentru bobina de șoc, cât și pentru transformatorul fără sarcină în secundar, care debitează pe grila etajului de amplificare următor. În această schemă, r_c este rezistența pierderilor din materialul magnetic, L_1 este inductanța înfășurării, iar r_1 este rezistența înfășurării. Impedanța ansamblului format din r_c și L_1 este :



Fig. XII.4. Schema echivalentă a bobinei cu miez din material magnetic.

$$Z_1 = \frac{r_c / jx_1}{r_c + jx_1} = \frac{r_c x_1^2 + j r_c^2 x_1}{r_c^2 + x_1^2}, \quad (\text{XII.10})$$

în care $x_1 = \omega_0 L_1$. Raportul dintre componenta reactivă a expresiei (XII.10) și componenta ei rezistivă reprezintă factorul de calitate al miezului Q_m , care practic este egal cu factorul de calitate al materialului magnetic Q_{mat} :

$$\frac{r_c}{x_1} = \frac{r_c}{\omega_0 L_1} = Q_m \approx Q_{mat} \quad (\text{XII.11})$$

Impedanța bobinei se determină din expresia :

$$\begin{aligned} Z = Z_1 + r_1 &= \frac{r_c x_1^2 + j r_c^2 x_1 + r_1 (r_c^2 + x_1^2)}{r_c^2 + x_1^2} = \\ &= \frac{r_1 r_c^2 + r_1 x_1^2 + r_c x_1^2 + j r_c^2 x_1}{r_c^2 + x_1^2} \end{aligned} \quad (\text{XII.12})$$

Raportul dintre componenta reactivă a acestei expresii și componenta rezistivă se numește factorul general de calitate Q al bobinei :

$$Q = \frac{r_c^2 x_1}{r_1 r_c^2 + r_1 x_1^2 + r_c x_1^2} \quad (\text{XII.13})$$

Se numește *factor de calitate al înfășurării*, raportul dintre reactanța inductivă x_1 și rezistența înfășurării r_1 :

$$Q_0 = \frac{x_1}{r_1} = \frac{\omega_0 L_1}{r_1} = \omega_0 \tau_1. \quad (\text{XII.14})$$

Factorul de calitate al bobinei se determină prin componentele sale: factorul de calitate al materialului magnetic și factorul de calitate al înfășurării. El este întotdeauna mai mic decât componenta cea mai mică. În cazurile practice, factorul de calitate al înfășurării este de obicei superior factorului de calitate al materialului magnetic. În afară de aceasta, factorul de calitate al înfășurării poate fi făcut suficient de mare, prin micșorarea rezistenței, adică prin mărirea diametrului conductorului. Determinând din expresia (XII.13) inversul factorului de calitate și substituind în rezultat valorile Q_m și Q_a din expresiile (XII.11) și (XII.14) se obține:

$$\frac{1}{Q} = \frac{r_1}{x_1} + \frac{x_1}{r_c} + \frac{r_1 x_1}{r_c^2} = \frac{1}{Q_a} + \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_m^2 Q_a} \approx \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_m}$$

$$Q \approx \frac{Q_0 Q_m}{Q_0 + Q_m} \approx \frac{Q_0 Q_{mat}}{Q_0 + Q_{mat}}, \quad (\text{XII.15})$$

deoarece fracția a treia este totdeauna cu mult mai mică decât suma primelor două.

Să introducem în miezul bobinei un întrefier; inductanța, și prin urmare și reactanța inductivă a bobinei, se micșorează de atâtea ori de câte ori crește reluctanța circuitului magnetic:

$$x'_1 = \omega_0 L'_1 = x_1 \frac{R_m}{R_m + R_a} = \frac{x_1}{1 + \frac{R_a}{R_m}} = \frac{\omega_0 L_1}{1 + \frac{R_a}{R_m}}, \quad (\text{XII.16})$$

în care x_1 — reactanța inductivă a bobinei fără întrefier;
 x'_1 — reactanța inductivă a bobinei cu întrefier;
 L_1 — inductanța bobinei fără întrefier;
 L'_1 — inductanța bobinei cu întrefier;
 R_m — reluctanța miezului fără întrefier;
 R_a — reluctanța întrefierului.

Pentru miezul cu o secțiune uniformă în lungul circuitului magnetic, raportul $\frac{R_a}{R_m}$ este:

$$\frac{R_a}{R_m} = \mu \sim \frac{l_a}{l_{med}}, \quad (\text{XII.17})$$

în care l_a — lungimea întrefierului

l_{med} — lungimea liniei medii de forță din miez

μ_{\sim} — permeabilitatea dinamică a materialului magnetic al miezului.

Substituind această valoare în expresia (XII.16) se obține :

$$x'_1 = \omega_0 L'_1 = \frac{x_1}{1 + \mu_{\sim} \frac{l_a}{l_{med}}}; \quad L'_1 = \frac{L_1}{1 + \mu_{\sim} \frac{l_a}{l_{med}}}. \quad (\text{XII.18})$$

Prin introducerea întrefierului, inducția din miez nu variază din punct de vedere practic, deoarece ea este determinată de tensiunea alternativă aplicată bobinei, prin urmare, ambele rezistențe r_c și r_1 rămân invariabile. Deoarece inductanța scade, din formulele XII.11) și (XII.14) rezultă că prin aceasta se mărește Q_{mat} și se micșorează Q_0 . Deci introducerea întrefierului mărește factorul de calitate al materialului magnetic și micșorează factorul de calitate al înfășurării, de tot atâtea ori cât se mărește reductanța circuitului magnetic:

$$Q'_{mat} = Q_{mat} \left(1 + \frac{R_a}{R_m} \right) = Q_{mat} \left(1 + \mu_{\sim} \frac{l_a}{l_{med}} \right); \quad (\text{XII.19})$$

$$Q'_0 = \frac{Q_0}{1 + \frac{R_a}{R_m}} = \frac{Q_0}{1 + \mu_{\sim} \frac{l_a}{l_{med}}}. \quad (\text{XII.20})$$

Dacă factorul de calitate al înfășurării bobinei cu miez fără întrefier este superior factorului de calitate al materialului miezului, ceea ce se întâlnește frecvenți în practică, introducerea întrefierului mărește factorul de calitate al materialului miezului mărește factorul de calitate general al bobinei. La o anumită mărime a întrefierului, corespunzătoare valorii optime pentru x'_1 , factorul de calitate al bobinei va fi maxim. Pentru determinarea valorii optime a întrefierului se va diferenția expresia (XII.15), în raport cu x_1 și se va egala derivata cu zero; de aici se va determina valoarea x'_1 , corespunzătoare coeficientului de calitate maxim al bobinei:

$$\frac{d \frac{1}{Q}}{dx_1} = -\frac{r_1}{x_1^2} + \frac{r_1}{r_c^2} + \frac{1}{r_c} = 0; \\ x'_1 = \frac{r_c}{\sqrt{1 + \frac{r_c}{r_1}}}. \quad (\text{XII.21})$$

Prin efectuarea înmulțirii expresiilor (XII.11) și XII.14) se obține :

$$Q_m Q_0 = Q_m \omega_0 \tau_1 = \frac{r_c}{r_1} . \quad (\text{XII.22})$$

Substituind în expresia (XII.21) valoarea lui r_c din expresia (XII.11) și raportul rezistențelor din expresia (XII.22) obținem :

$$x'_1 = \frac{x_1 Q_m}{\sqrt{1 + \omega_0 \tau_1 Q_m}} , \quad (\text{XII.23})$$

De aici :

$$\begin{aligned} \frac{x_1}{x'_1} &= 1 + \frac{l_u}{l_{\text{med}}} \mu \sim = \frac{\sqrt{1 + \omega_0 \tau_1 Q_m}}{Q_m} \approx \sqrt{\frac{\omega_0 \tau_1}{Q_m}} = \\ &= \sqrt{\frac{Q_0}{Q_m}} . \end{aligned} \quad (\text{XII.24})$$

Rezolvând expresia (XII.24) în raport cu l_u și presupunând $Q_m = Q_{\text{mat}}$ obținem expresia pentru determinarea întrefierului optim, plecând de la factorul de calitate :

$$l_u = \frac{l_{\text{med}}}{\mu \sim} \left(\sqrt{\frac{\omega_0 \tau_1}{Q_{\text{mat}}}} - 1 \right) = \frac{l_{\text{med}}}{\mu \sim} \left(\sqrt{\frac{Q_0}{Q_{\text{mat}}}} - 1 \right) \quad (\text{XII.25})$$

Dacă la calculul întrefierului după această formulă se va obține un rezultat negativ, întrefierul nu este necesar. Acesta este cazul când factorul de calitate al materialului magnetic, în lipsa întrefierului, este superior factorului de calitate al înfășurării.

Pentru determinarea factorului de calitate al bobinei, la valoarea optimă a întrefierului, este suficient să se substituie valoarea x'_1 din expresia (XII.21) în expresia (XII.13), de unde rezultă că :

$$\begin{aligned} Q_{\text{max}} &= \frac{\frac{r_c}{r_1}}{2 \sqrt{1 + \frac{r_c}{r_1}}} = \frac{Q_0 Q_m}{2 \sqrt{1 + Q_0 Q_m}} \approx \frac{\sqrt{Q_0 Q_m}}{2} \approx \\ &\approx \frac{\sqrt{Q_0 Q_{\text{mat}}}}{2} = \frac{\sqrt{\omega_0 \tau_1 Q_{\text{mat}}}}{2} , \end{aligned} \quad (\text{XII.26})$$

deoarece produsul dintre factorii de calitate este totdeauna mult mai mare decât unitatea,

Adoptând Q_{\max} drept valoarea factorului de calitate Q , aflat pe baza selectivității necesare etajului de amplificare (formula XII.7), se poate determina cu ușurință valoarea constantelor de timp a transformatorului sau a bobinei de șoc, dacă se cunosc factorul de calitate al înfășurării, factorul de calitate al materialului magnetic și frecvența

$$\tau_1 = \frac{4\chi^2}{\omega_0 Q_{\max}} \quad (\text{XII.27})$$

Valoarea factorului de calitate al materialului magnetic Q_{mat} , la o anumită frecvență și inducție, se poate deduce din graficele reprezentate în fig. XVIII. 13 ÷ XVIII. 18. Prin determinarea constantelor de timp se poate alege, sau construi, miezul pentru transformator sau pentru bobina de șoc și se poate efectua un calcul de construcție complet. Acest calcul este expus în capitolele următoare și în exemplele din anexă.

Din graficele capitolei următoare și din anexă rezultă că factorul de calitate al materialului magnetic este maxim, iar permeabilitatea magnetică este constantă, doar la inducții foarte mici. Prin mărirea inducției, factorul de calitate scade, iar permeabilitatea crește repede. Variația proprietăților materialului magnetic în funcție de valoarea inducției face ca frecvența de rezonanță și decrementul circuitului, în care se află bobina cu miez din tole de material magnetic, să varieze odată cu tensiunea aplicată circuitului. Frecvența de rezonanță și selectivitatea sunt constante doar în cazul când inducția în miez este foarte mică. De aceea, pentru obținerea caracteristicilor constante este recomandabil să se aplice circuitului tensiuni ce nu depășesc valoarea la care permeabilitatea începe să crească.

Totuși în practică, deseori trebuie să se aplice circuitului tensiuni la care inducția depășește valorile pentru care permeabilitatea este constantă. În aceste cazuri trebuie să se introducă un întrefier mai mare decât cel optim. Mărirea întrefierului se va lua astfel încât, reluctanța lui să depășească de mai multe ori reluctanța miezului. Desigur că acest fapt micșorează factorul de calitate al bobinei și prin urmare și selectivitatea etajului, dar face atât factorul de calitate, cât și frecvența de rezonanță mai puțin dependente de tensiunea aplicată circuitului.

În acest caz, constanta de timp a miezului trebuie să se ia de câteva ori mai mare decât cea calculată cu formula (XII.27). Valoarea precisă a constantelor de timp necesară se determină în decursul calculului ulterior.

Permalloyul, după un tratament termic special, are o limită

a linearității mult mai ridicată decât oțelurile de transformator (fig. XI.6). Deaceia, folosirea permalloyului pentru transformator și bobinele de șoc rezonante permite să se obțină o curbă de selectivitate cu mult mai puțin dependentă de variația tensiunii aplicate, decât în cazul folosirii oțelurilor de transformator. Cu tot factorul de calitate scăzut al permalloyului, folosirea lui permite să se reducă dimensiunile transformatorului de rezonanță, deoarece permeabilitatea lui ridicată duce la micșorarea dimensiunilor și la constanta de timp respectivă, necesară pentru a obține o anumită selectivitate.

Componenta continuă a curentului anodic al tubului, care

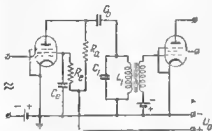


Fig. XII. 5. Schema amplificatorului selectiv, cu alimentare în paralel.

trece prin înfășurarea transformatorului sau a bobinel de șoc, micșorează inductanța ei. Acest fapt se ia în considerare la calculul de construcție. Prin aceasta, valoarea factorului de calitate al materialului magnetic nu se modifică mult deoarece existența întrefierului permite să se considere factorul de calitate invariabil. Excluderea magnetizării de curent continuu se poate

realiza folosind alimentarea în paralel; pentru aceasta se introduce în circuitul anodic al tubului o rezistență de valoare mare și se conectează bobina rezonantă printr'un condensator de blocare, cu o capacitate suficient de mare (fig. XII.5).

Metoda indicată pentru calculul factorului de calitate al bobinel cu miez din tole de material magnetic, este suficient de precisă la frecvențele de 1000 - 2000 Hz., și valoarea întrefierului până la 1% din lungimea liniilor medii de forță magnetică a miezului. Această metodă poate fi de asemenea aplicată pentru calculul factorului de calitate al bobinelor cu miez de ferocari.

§ XII. 3. EXEMPLE DE CALCUL

Se presupune că trebuie să se calculeze un etaj de amplificare cu transformator cu o frecvență de rezonanță de 250 Hz ($\omega_0 = 1570$), folosind un tub cu ecran cu o rezistență internă $R_i = 1,2 \text{ M}\Omega$. Pentru $\omega_1 = 3140$ (adică armonica a doua) amplificarea trebuie să scadă de cel puțin 15 ori. Se știe că tensiunea maximă în circuit nu va depăși 1 volt; când tensiunea variază de la valori formate mici până la 1 V, variația frecvenței de rezonanță a circuitului nu trebuie să depășească 10 Hz.

1. Cunoscând raportul dintre pulsația ω_1 și pulsația de rezonanță ω_0 calculăm factorul de calitate necesar bobinei:

$$\rho = \frac{w_1}{w_0} = \frac{3140}{1570} = 2;$$

$$Q = \frac{S_e}{\rho - \frac{1}{\rho}} = \frac{15}{2 - \frac{1}{2}} = 10.$$

2. Valoarea necesară a inductanței trebuie să fie situată între limitele :

$$L_1 = \frac{R_i}{(10 \div 20) \omega_0 Q} = \frac{10^6}{(10 \div 20) \cdot 1570 \cdot 10} = (3,2 \div 6,4) \text{ H}$$

3. Se ia pentru miezul transformatorului oțel de transformator 34AA nerecopt după ștanțare, cu grosimea de 0,35 mm; factorul de calitate la inducții foarte mici (factorul de calitate inițial), la frecvența de 250 Hz, după cum reiese din curbele din fig. XVIII. 14, este aproximativ egal cu 40. Constanta de timp necesară a miezului va fi:

$$\tau_1 = \frac{4 Q^2}{\omega_0 Q_{\text{mai}}} = \frac{4 \cdot 10^2}{1570 \cdot 40} = 0,0064 \text{ s.}$$

Condiția ca inductanța să nu varieze mult la semnalul de 1 V, impune introducerea unui întrefier destul de mare, ceea ce va mări de mai multe ori constanta de timp necesară. Introducerea întrefierului va permite să nu se țină seama de mica magnetizare de curent continuu a miezului, provocată de trecerea curentului anodic al tubului prin înfășurarea primară a transformatorului.

4. Dacă pentru cazul de față se ia miezul E 18 x 18 ștanțat „fără deșeuri” (convenabil în ceea ce privește constanta de timp), conform normei ST — 360 A, calculul de construcție al transformatorului va da aproximativ datele următoare :

Secțiunea netă a miezului	$q_m = 2,85 \text{ cm}^2$
Lungimea liniei medii de forță magnetică	$l_{\text{med}} = 10 \text{ cm}$
Numărul spirelor înfășurări primare	$w_1 = 3000$
Rezistența înfășurării primare	$r_1 = 570 \text{ } \Omega$.

5. Conform fig. XI. 4, permeabilitatea inițială a oțelului 34AA este de 400 gauss/oersted, deaceia la asamblarea miezului prin suprapunere în părți opuse, pentru tensiuni foarte mici în înfășurarea primară, inductanța înfășurării primare va fi:

$$L_1 = \frac{0,4 \pi \mu \sim_i w_1^2 q_m}{10^8 l_{\text{med}}} = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 3000^2 \cdot 2,85}{10^8 \cdot 10} = 12,9 \text{ H.}$$

Prin aceasta, factorul de calitate al înfășurării va fi:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L_1}{r_1} = \frac{1570 \cdot 12,9}{570} \approx 35.$$

Deoarece factorul de calitate al materialului magnetic depășește fac-

torul de calitate al înfășurării, pentru a obține factorul de calitate maxim pentru transformator în cazul semnalelor slabe, nu este necesar întrefierul. Să calculăm factorul de calitate al transformatorului fără întrefier:

$$Q \approx \frac{Q_0 Q_{\text{mat}}}{Q_0 + Q_{\text{mat}}} = \frac{35 \cdot 40}{55 + 40} = 18,7.$$

6. Dacă în înfășurarea primară tensiunea este de 1 V, inducția în miezul transformatorului va fi:

$$B_m = \frac{U_{m1} 10^8}{w q_m w_1} = \frac{1 \cdot 10^8}{1570 \cdot 2,85 \cdot 3000} \approx 7,5 \text{ gauss.}$$

Pentru această inducție și la frecvența de 250 Hz, factorul de calitate al oțelului 34AA de 0,35 va fi (conform curbei din fig. XVIII. 14) de aproximativ 13,5, iar permeabilitatea (după curba din fig. XI. 4), de aproximativ 500 gauss/oersted. Prin aceasta, inductanța înfășurării primare va crește până la:

$$L_1 = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 500 \cdot 3000^2 \cdot 2,85}{10^8 \cdot 10} = 16 \text{ H}$$

iar factorul de calitate al înfășurării va fi:

$$Q_0 = \frac{1570 \cdot 16}{570} = 44$$

Factorul de calitate al transformatorului, în cazul semnalului de 1 V, va fi:

$$Q \approx \frac{Q_0 Q_{\text{mat}}}{Q_0 + Q_{\text{mat}}} = \frac{44 \cdot 13,5}{44 + 13,5} = 10,3.$$

Din comparația datelor obținute cu datele dela punctul precedent, se vede că la tensiunea de 1 V, în lipsa întrefierului, inductanța înfășurării primare a crescut de $\frac{16}{12,9} = 1,24$ ori, iar factorul de calitate a scăzut de

$\frac{18,7}{10,3} \approx 1,8$ ori. Această variație a inductanței va provoca o variație a frecvenței de rezonanță de $\sqrt{1,24}$, adică 1,11 ori, sau cu 28 Hz, ceea ce nu este admisibil. Selectivitatea va varia deasemenea mult, din cauza unei mari variații a factorului de calitate.

În cazul tensiunii aplicate transformatorului egală cu 1 V, factorul de calitate al înfășurării este mult mai mare decât factorul de calitate al materialului magnetic. Pentru obținerea factorului de calitate maxim al transformatorului, trebuie să se introducă un întrefier de o valoare anumită, determinat din expresia (XII. 25). În realitate acest întrefier nu asigură constanta necesară a inductanței, la variația amplitudinii semnalului dela o valoare foarte mică până la 1 V.

7. Pentru a obține constanta necesară a inductanței și un factor de calitate constant se introduce în miez întrefierul a cărui reluctanță, pentru

semnalele slabe, depășește de două ori reluctanța circuitului magnetic; mărimea acestui întrefier se poate calcula din expresia (XII.17):

$$\frac{R_a}{R_m} = \mu \sim i \frac{l_a}{l_{med}} = 2; \quad l_a = \frac{2 l_{med}}{\mu \sim i} = \frac{2 \cdot 10}{400} = 0,05 \text{ cm}$$

Pentru această mărime a întrefierului, inductanța înfășurării primare, factorul ei de calitate și factorul de calitate al materialului magnetic factorul de calitate al transformatorului la semnalele slabe vor fi:

$$L'_1 = \frac{L_1}{1 + \mu \sim i \frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{12,9}{1 + 400 \frac{0,05}{10}} = 4,3 \text{ H.}$$

$$Q'_0 = \frac{Q_0}{1 + \mu \sim i \frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{35}{1 + 400 \frac{0,05}{10}} = 11,7;$$

$$Q'_{mat} = Q_{mat} \left(1 + \mu \sim i \frac{l_a}{l_{med}} \right) = 40 \left(1 + 400 \frac{0,05}{10} \right) = 120;$$

$$Q' \approx \frac{Q'_0 Q'_{mat}}{Q'_0 + Q'_{mat}} = \frac{11,7 \cdot 120}{11,7 + 120} = 10,66.$$

La semnalul de 1V, acest întrefier nu va permite ca inductanța și factorul de calitate să varieze mult. Să se determine mărimile de mai sus, pentru tensiunea de 1V, substituind în formula precedentă valorile corespunzătoare pentru l_a , $\mu \sim$, Q_0 ,

Q_{mat} :

$$L'_1 = \frac{L_1}{1 + \mu \sim i \frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{16}{1 + 500 \frac{0,05}{10}} = 4,57 \text{ H.}$$

$$Q'_0 = \frac{Q_0}{1 + \mu \sim i \frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{44}{1 + 500 \frac{0,05}{10}} = 12,6$$

$$Q'_{mat} = Q_{mat} \left(1 + \mu \sim i \frac{l_a}{l_{med}} \right) = 13,5 \left(1 + 500 \frac{0,05}{10} \right) = 47,2;$$

$$Q' \approx \frac{Q'_0 Q'_{mat}}{Q'_0 + Q'_{mat}} = \frac{12,6 \cdot 47,2}{12,6 + 47,2} \approx 10.$$

La această valoare a întrefierului, variația tensiunii semnalului dela valori foarte mici până la 1V, va mări inductanța

înfășurării primare a transformatorului de $\frac{4,57}{4,3} = 1,063$ ori; aceasta va provoca reducerea frecvenței de rezonanță până la:

$$\frac{250}{\sqrt{1,063}} = 242 \text{ Hz.}$$

Modificarea frecvenței de rezonanță nu depășește 10 Hz ceea ce satisface condițiile puse. Deasemenea și variația factorului, de calitate este scăzută. Valorile obținute pentru inductanța înfășurării primare și factorul de calitate al transformatorului corespund cu valorile calculate la punctele 1 și 2.

8. Să determinăm capacitatea cu care înfășurarea primară a transformatorului formează un circuit rezonant pe frecvența de 250 Hz:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} = \frac{1}{1570^2 \cdot 4,3} = 0,0945 \cdot 10^{-6} \text{ F} \approx 0,1 \mu\text{F.}$$

9. Impedanța la rezonanță a circuitului înfășurării primare, pentru semnalele slabe, va fi

$$Z_0 = Q' \omega_0 L_1 = 10,66 \cdot 1570 \cdot 4,3 \approx 72000 \Omega,$$

10. Dacă panta tubului, folosit în etajul respectiv, este egală cu 1,2 mA/V, iar înfășurarea secundară a transformatorului conține 3000 spire ($n=1$) și nu este încărcată, factorul de amplificare al etajului pentru semnalele slabe, la frecvența de rezonanță, va fi:

$$K_0 \approx S Z_0 = 1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 7,2 \cdot 10^4 = 86.$$

CALCULUL DE CONSTRUCȚIE AL TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

CAPITOLUL XIII

CONSTRUCȚIA TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

XIII.1. Principiile care determină construcția transformatorului

În linii generale, construcția transformatorului de joasă frecvență este similară construcției transformatorului de rețea, deoarece funcțiunile lor sunt asemănătoare. Totuși, transformatorii de joasă frecvență au o serie de particularități constructive, impuse de condițiile specifice de lucru.

Dimensiunile și construcția transformatorului de joasă frecvență sunt determinate atât de condițiile electrice cât și de cele constructiv-economice, care stau la baza proiectării lui.

În principiu, condițiile electrice constau în aceea că într-o bandă de frecvență anumită, caracteristica de frecvență sau de fază a transformatorului trebuie să satisfacă condițiile propuse. În acest fel, randamentul sau coeficientul de utilizare al transformatorului nu va fi mai coborât decât cel propus, iar distorsiunile nelineare, produse de transformator, nu vor depăși valoarea admisibilă.

În afară de aceste condiții, se impun și anumite condiții constructive și economice, al căror caracter depinde, în mare măsură, de felul și destinația aparatului, pentru care se proiectează transformatorul. Pentru anumite proprietăți electrice (caracteristica de frecvență, randamentul, puterea) se poate proiecta transformatorul astfel ca să aibă:

- 1) greutatea minimă posibilă,
- 2) costul minim.

Ăceste condiții constructiv-economice determină construcția transformatorului și materialele folosite pentru confecționarea lui. În paragraful XIV.4 se va descrie mai amănunțit proiectarea transformatorului, în funcție de condițiile constructiv-economice.

Proiectarea construcției transformatorului de joasă frecvență este determinată de o serie de factori, dintre care principalii sunt: capacitatea proprie scăzută, o inductanță de scăpări mică,

distorsiuni nelineare mici, sensibilitatea redusă față de câmpurile magnetice și electrostatice exterioare, simetria înfășurărilor, etc.

Prezența componenței continue a curentului, într'una sau în ambele înfășurări, obligă deseori să se introducă un întrefier, ceea ce influențează deasemenea construcția și procesul de uzină al transformatorului.

XIII.2. Particularitățile construcției legate de destinația transformatorului

După locul de utilizare în montajul amplificatorului, transformatorul de joasă frecvență pot fi împărțiți în trei grupuri principale:

1. Transformatori de intrare.
2. Transformatori de cuplaj între etaje.
3. Transformatori de ieșire.

Din cauza condițiilor diferite ce se pun acestor grupuri de transformatori, construcția lor are particularități care se vor arăta mai jos.

1. Transformatorii de intrare

Majoritatea amplificatorilor de joasă frecvență au ca element intermediar între sursa semnalului de amplificat și grila primului tub un transformator de intrare. Folosirea lui este determinată de două motive principale:

a) posibilitatea de a mări mult tensiunea semnalului, deoarece rezistența lui interioară este de obicei neînsemnată, în comparație cu rezistența de intrare a tubului, în banda frecvențelor de lucru;

b) necesitatea de a avea, într'o serie de cazuri, un circuit de intrare simetric, în raport cu pământul (masa amplificatorului).

Posibilitatea de a mări mult tensiunea aplicată la grila primului tub din amplificator joacă un mare rol. Aceasta permite să se reducă amplificarea necesară în amplificator, să se mărească intervalul de funcționare (din cauza măririi tensiunii semnalului, față de tensiunea sârmelor proprii ale amplificatorului). Aceasta împrejurare este extrem de importantă la amplificatorii cu o tensiune de intrare scăzută, ca de exemplu în cazul amplificatorilor pentru microfoanele dinamice și cu bandă precum și în cazul amplificatorilor magnetofonelor.

Capacitatea proprie a transformatorului de intrare micșorează creșterea tensiunii produsă de transformatorul de intrare, deoarece reduce raportul de transformare. Deaceia, în transformatorii de

Înlrare, deseori înfășurările se împart în secții, pentru a micșora capacitatea proprie.

Simetria circuitului de intrare în raport cu pământul este necesară la amplificatorii care lucrează alimentați dela liniile aeriene de telecomunicații sau cabluri, și deseori la amplificatorii de măsură. Deoarece circuitul „grilă de comandă-catod” este asimetric în raport cu pământul (catodul este de obicei pus la pământ), pentru a nu strica simetria liniei sau a montajului de măsură, semnalul pe tubul de intrare al amplificatorului trebuie să se aplice printr'un transformator de intrare, construit în mod special cu înfășurarea primară simetrică. În cazul asimetriei circuitului de intrare al amplificatorului de linie sau de măsură, nu se reușește să se ajungă la eliminarea cuplajelor parazite și a parazitilor, ceea ce cauzează o nesatisfăcătoare funcționare a amplificatorului.

Pe lângă calități, transformatorul de intrare are și defecte. Defectul cel mai important este sensibilitatea lui față de câmpurile electromagnetice exterioare. Pentru micșorarea sensibilității față de câmpurile electromagnetice este necesară o construcție specială a transformatorului și blindarea lui. Deosebit de complexă este problema protecției transformatorilor de înlrare, din amplificatorii cu nivel de intrare scăzut, împotriva câmpurilor electromagnetice, produse atât de transformatorii de leșire cât și de transformatorii de rețea, din amplificator.

Pentru a obține înfășurarea primară simetrică în raport cu pământul, înfășurarea se împarte în două jumătăți identice atât ca număr de spire, cât și ca dimensiuni. O construcție simplă a bobinei transformatorului de intrare simetric este reprezentată în fig. XIII.1. În această construcție, carcasa din material izolant, în care sunt așezate înfășurările, se împarte printr'o nervură mijlocie, în două secții identice, în care se bobinează câte o jumătate din înfășurarea secundară (jos) și din cea primară (sus). Bobinarea celor două secții se execută în sensuri opuse. Pentru aceasta, după bobinarea primei secții, carcasa se inversează în bacurile de bobinaj. În afară de izolație, între înfășurarea pri-

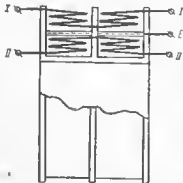
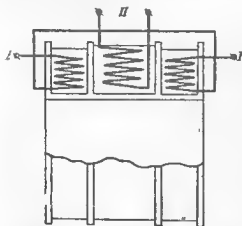


Fig XIII.1. Construcție simplă a înfășurărilor transformatorului de intrare simetric.

mară și cea secundară se așează un strat de folie metalică, pentru ecranarea înfășurării primare, față de cea secundară. Ecranul se feagă la miezul transformatorului și la masa amplificatorului. Două capete (superioare sau inferioare) ale înfășurării secundare se leagă între ele, iar celelalte două se scot afară. La înfășurarea primară se leagă între ele capetele inferioare. Capetele superioare formează un circuit de intrare simetric.

Construcția simplă descrisă nu oferă o simetrie prea exactă a circuitului de intrare, chiar în cazul unei execuții corecte a carcasei și a unei bobinări atente a secțiilor. Cauza este ecranarea incompletă a înfășurării primare, față de înfășurarea secundară asimetrică și alte elemente. Totuși, folosirea acestei construcții, la amplificatorit cu un nivel de intrare scăzut, produce o micșorare accentuată a cuplajelor și parazitilor.

Pentru a obține o simetrie mai exactă și o ecranare mai bună a înfășurării primare, carcasa se execută din fol de alamă, sau alt material diamagnetic. Ca să nu se formeze în transformator o spirală în scurtcircuit se face o tăietură în fundul întregii carcase. Pe carcasa se fac trei secții: în secția din mijloc se așează înfășurarea secundară, iar în secțiile din margini câte o jumătate din spirele înfășurării primare (fig. XII.2). Pentru a se



XII.2. Înfășurările transformatorului de intrare simetric, cu carcasă metalică cu trei secții.

lega capetele de același semn ale înfășurării primare, bobinarea ei se execută cu inversarea carcasei. Înaintea bobinării, carcasa se acoperă cu un strat de hârtie densă, sau pânză lăcuită, prin lipire la exterior și interior pentru a izola înfășurările și miezul de carcasă. După bobinare și după legarea capetelor, înfășurarea primară se acoperă cu un strat de folie metalică, luând măsuri împotriva formării spirei scurtcircuitate. Carcasa, ecranul și miezul se feagă la masa amplificatorului.

O astfel de construcție, executată corect, asigură o simetrie suficientă aproape în toate cazurile. Pentru mărirea simetriei,

între capetele înfășurării primare și ecran se conectează trimeri prin a căror acordare se poate obține o simetrie aproape desăvârșită, în banda frecvențelor de lucru.

Carcasa metalică este necesară pentru transformatorii de intrare doar în cazul unor condiții de simetrie foarte stricte: în amplificatorii de linie sau de măsură, cu intrarea simetrică, cu frecvența de lucru superioară de ordinul a sute de kHz sau mai mult. În majoritatea celorlalte cazuri este suficient ca executând corect carcasa din material izolant, secțiile aceleiași înfășurări având dimensiuni egale, să se pună ecrane înainte și după înfășurarea primară. În cazul construcției cu trei secții este folosită ca pereți interiori și exteriori să se acopere cu folie metalică, prin lipire pe o parie, care folie se leagă electric cu ecranele.

Trebuie să se aibă în vedere că ecranarea înfășurărilor transformatorilor simetrici, și în special folosirea carcaselor metalice, pentru înfășurări, mărește mult capacitatea proprie a transformatorului. Deaceia, în cazul transformatorilor simetrici nu se obține o mărire a tensiunii tot atât de mare ca în cazul transformatorilor nesimetrici.

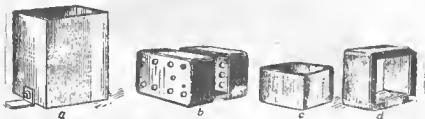


Fig. XIII.3. Ecranele transformatorului de intrare la un amplificator de măsură: a) blindaj din cupru roșu; b) blindaj ștanțat din oțel moale; c) ecran din tole de permalloy; d) ecran asamblat din tole de permalloy ștanțate.

Pentru micșorarea acțiunii câmpurilor electromagnetice exterioare asupra transformatorului de intrare, acesta se așează într'un ecran din material magnetic, cu o înaltă permeabilitate inițială. Acest ecran protejează satisfăcător transformatorul de câmpurile de joasă frecvență. La frecvențe ridicate, din cauza măririi pierderilor și a efectului pelicular, acțiunea de ecranare a acestui blindaj scade, iar rezultate optime se obțin prin folosirea blindajului din cupru roșu. Pentru mărirea acțiunii de ecranare, ecranele se fac în mai multe straturi. Pentru exemplificare,

în fig. XIII.3 sunt reprezentate demontate ecranele transformatorului de intrare, dintr'un amplificator de măsură.

Micșorarea sensibilității transformatorului de intrare, față de câmpurile exterioare, poate fi realizată și prin alte două metode. Prima constă în folosirea pentru miez a unui material cu o permeabilitate inițială cât mai ridicată (de exemplu permalloy 78 % de bună calitate). Folosirea acestui material permite să se dea transformatorului dimensiuni foarte mici, micșorând deasemenea sensibil numărul spirelor înfășurării secundare, dela care se culege tensiunea care se aplică primului tub al amplificatorului. Aceste modificări constructive reduc f.e.m. parazite induse în înfășurarea secundară a transformatorului.

A doua metodă de micșorare a sensibilității față de câmpurile exterioare constă în folosirea construcției în sămbure cu două bobine (fig. XIII.4). În cele două bobine ale transformatorului fluxul magnetic este îndreptat în sensuri opuse, iar capetele înfășurărilor se leagă astfel încât f.e.m. induse să se însumeze.

Dacă asupra acestui transformator acționează un câmp magnetic exterior uniform, el provoacă apariția unui flux magnetic de același sens, în ambele bobine. Acesta induce în jumătățile înfășurării f.e.m. egale și de sensuri contrare, care se anulează reciproc, aproape integral.

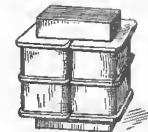


Fig. XIII.4. Transformator de intrare pentru un amplificator cu nivel scăzut de paraziti; vedere fără bitadaș.

Prin această construcție se poate obține o micșorare a f.e.m. parazite de $5 \div 10$ ori în comparație cu transformatorul în manta care are aceleași date electrice.

Ambele metode indicate permit să se reducă ecranarea transformatorului, ceea ce simplifică construcția și poate reduce costul total al transformatorului ecranat. Într'adevăr costul ecranului se re-

duce, și scad greutatea și dimensiunile transformatorului.

Din cauză că în cazul transformatorului de intrare puterea intrată este aproape totdeauna nelsemnată, dimensiunile lui sunt determinate de frecvența de lucru inferioară. În acest caz încălzirea înfășurărilor și a miezului din punct de vedere practic lipsește.

2. Transformatorii de cuplaj între tuburi.

Transformatorii de cuplaj între tuburi se folosesc pentru cuplajul etajelor de amplificare numai în cazurile când cupla-

jul cu rezistență, mai simplu și mai ieftin, este inadapabil dintr-o cauză oarecare. Ca exemplu se poate indica trecerea de la etajul cu o tensiune anodică joasă la etajul cu tensiune anodică ridicată. În acest caz, tensiunea maximă fără distorsiuni care poate fi furnizată de etajul precedent este adeseori insuficientă pentru alimentarea circuitului grilei etajului următor. În această situație, folosirea transformatorului de cuplaj ridicător de tensiune permite să se mărească tensiunea etajului precedent până la valoarea necesară și elimină necesitatea folosirii unui etaj suplimentar de preamplificare.

Folosirea transformatorului de cuplaj permite deasemenea să se realizeze în mod simplu trecerea de la etajul de preamplificare finală la etajul final, care lucrează cu curenți de grilă. Cuplajul cu rezistențe și capacități nu poate fi folosit în acest caz, deoarece încărcarea condensatorului de blocaj datorită curenților de grilă provoacă deformarea semnalului. Folosirea transformatorului permite să se obțină totdeauna o valoare mică a raportului dintre impedența de ieșire raportată a etajului de preamplificare finală și impedența circuitului grilei, ceea ce este necesar pentru a distorsiunile nelineare provocate de curenții de grilă să aibă o valoare mică.

Transformatorii de cuplaj se folosesc uneori pentru trecerea de la o schemă simplă la o schemă în contratimp, chiar la funcționarea fără curenți de grilă, dacă folosirea cuplajului prin transformatori permite să se micșoreze numărul etajelor. Astfel se micșorează numărul tuburilor amplificatorului și se reduc cheltuielile de exploatare.

Influența câmpurilor exterioare asupra transformatorului de cuplaj este mult mai puțin periculoasă decât cea asupra transformatorului de intrare, deoarece în cazul de față tensiunea semnalului este mult mai ridicată. Totuși, pentru micșorarea cuplajelor magnetice și a perturbațiilor produse de transformatorii de alimentare, transformatorul de cuplaj trebuie să se monteze deseori într'un blindaj din tablă de fier moale, de $0,5 \div 1$ mm.

Deoarece una din înfășurările transformatorului de cuplaj se leagă de obicei la polul pozitiv al sursei de alimentare anodică, iar cealaltă înfășurare și miezul sunt legate la polul negativ, între înfășurările transformatorului, precum și între înfășurarea primară și miez, există o diferență de potențial egală cu tensiunea sursei de alimentare anodică. De aceea, izolația dintre înfășurările transformatorului trebuie să aibă o rigiditate dielectrică suficientă, pentru a să fie exclusă în condițiile de exploatare posibilitatea străpungerii izolației.

Transformatorii de cuplaj, care lucrează în circuitul de intrare al etajului în contratimp, trebuie să desvolte în jumătățile înfășurării secundare tensiuni egale și decalate cu 180° , în toată banda frecvențelor de lucru. Prin urmare, caracteristicile de frecvență și de fază ale jumătăților înfășurării trebuie să fie identice. Construcția cea mai simplă și cea mai des folosită a înfășurărilor unui astfel de transformator (fig. XIII.5), în care înfășurarea secundară se bobinează continuu și se scoate o priză mediană, nu asigură caracteristici identice pentru cele două jumătăți. Cauza principală a acestui fapt este marea diferență între inductanțele de scăpări ale jumătăților de înfășurare, raportul lor putând atinge valoarea de $2 \div 2,5$. Aceasta face ca tensiunile aplicate pe grilele etajului final în contratimp, să fie inegale la frecvențele superioare ceea ce provoacă micșorarea puterii debitate și creșterea distorsiunilor nelineare. Aceasta se admite la amplificatorii ieftini, de calitate inferioară, din cauza simplității și ieftinătății construcției.

În amplificatorii de calitate superioară, precum și în toate cazurile când montajul trebuie să fie simetric pentru întreaga

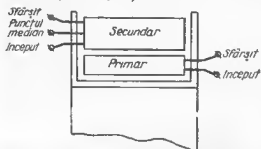


Fig. XIII.5. Cel mai simplu mod de așezare a înfășurărilor transformatorului, pentru trecerea de la un etaj simplu la un etaj în contratimp.

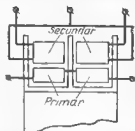


Fig. XIII.6. Așezarea simetrică a înfășurărilor transformatorului de cuplaj pentru trecerea de la un etaj simplu la un etaj în contratimp.

bandă a frecvențelor de lucru, trebuie să se folosească așezarea simetrică a înfășurării secundare. Exemple de astfel de înfășurări sunt reprezentate în fig. XIII.6 și XIII.7.

De multe ori este suficientă folosirea unei metode simplificate de bobinare a transformatorului de cuplaj care produce o asimetrie și o inductanță de scăpări mult mai mici decât metoda arătată în fig. XIII.5. Ea constă din separarea înfășurării secundare în două părți egale, între care se bobinează înfășurarea primară (fig. XIII.8).

Transformatorii de trecere de la un etaj în contratimp la alt etaj în contratimp se execută după aceleași scheme de bobinare, numai că înfășurarea primară se secționează în două părți iar din punctul mediu se scoate o priză.

Transformatorii utilizați pentru alimentarea etajului care lucrează cu curenți de grilă nu trebuie să aibă o inductanță de scăpări mare, în schimb trebuie să aibă un decrement suficient. Prezența inductanței de scăpări mari, în acești transformatori provoacă o deformare accentuată a tensiunii de grilă, la frecvențele de lucru medii și superioare, în cazul unor curenți de grilă sub forma de impulsuri. Decrementul scăzut provoacă apariția oscilațiilor amortizate, excitate prin șoc, la fiecare impuls al curentului pe grilă. Pentru micșorarea distorsiunilor provocate de impulsurile curentului pe grilă, este necesar să se asigure sarcinile transformatorului, un caracter rezistiv în toată banda frecvențelor de lucru (condiția II.1). Este necesar deci să se încarce înfășurarea secundară printr-o rezistență suficient de mică, reducând deasemenea, pe cât posibil, inductanța lui de scăpări. Inductanța de scăpări care provoacă, la frecvența de lucru superioară, distorsiuni de frecvență de circa $\sim 0,25-0,5$ db, este în majoritatea cazurilor admisibilă.

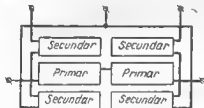


Fig. XIII.7. Așezarea simetrică a înfășurărilor cu o inductanță de scăpări redusă, la transformatorul de cuplaj între un etaj simplu și unul în contratimp.

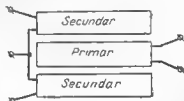


Fig. XIII.8. Metodă simplificată de bobinare a transformatorului de cuplaj cu o inductanță de scăpări redusă, pentru cuplajul între un etaj simplu și unul în contratimp.

Deoarece impulsurile curentului de grilă alternează în ambele jumătăți ale înfășurării secundare ale unui astfel de transformator, construcția înfășurărilor trebuie să asigure o inductanță de scăpări a întregii înfășurări primare mică în raport cu fiecare jumătate a înfășurării secundare. Așezarea înfășurărilor, reprezentată în fig. XIII.6 și XIII.7., este în acest caz nefavorabilă, deoarece una din jumătățile înfășurării primare este slab cuplată cu jumătatea activă a înfășurării secundare, ceea ce provoacă o inductanță de scăpări mare. Metoda de bobinare indicată în fig. XIII.8, este mai favorabilă; în cazul necesității obi-

nerii unei simetrii mai exacte este necesar să se folosească metode de bobnare mai complicate, între care una este reprezentată în fig. XIII.9.

În majoritatea cazurilor, dimensiunile transformatorilor de cuplaj între etaje sunt determinate de frecvența de lucru inferioară, deoarece puterea ce li se aplică este de obicei scăzută. Doar transformatorul de intrare din amplificatorul final de mare putere constituie o excepție, puterea lor depășind deseori pe cea critică. Încălzirea înfășurărilor și a miezului, în cazul transformatorilor de cuplaj dintre etaje, ca și în cazul celor de intrare, se face simțită; de aceea nu este necesar să se ia măsuri pentru a se asigura o bună răcire a înfășurării și a miezului. În cazul

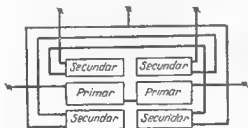


Fig. XIII.9. Așezarea simetrică a înfășurărilor transformatorului, pentru cuplajul între un etaj simplu și unul în contrațimp lucrând cu curenți de grilă.

transformatorilor de cuplaj dintre etaje, ca și în cazul celor de intrare, folosirea permalloyului permite să se reducă mult greutatea și dimensiunile transformatorului, dar aceasta poate mări costul. Folosirea permalloyului de 78% este posibilă numai cu condiția anulării magnetizării continue a miezului transformatorului. Permalloy de 40÷50% per-

mite reducerea greutății și a dimensiunilor transformatorului într-o mai mică măsură, dar admite în schimb prezența unei magnetizări continue.

3. Transformatorii de ieșire

În majoritatea amplificatoarelor de joasă frecvență, etajul final este cuplat cu sarcina, prin transformatorul de ieșire. Motivele sunt următoarele;

a) transformatorul de ieșire permite să se creeze pentru etajul final impedanța de sarcină, pentru care etajul poate să debiteze puterea maximă, pentru o valoare dată a distorsiunilor nelineare.

b) În cazul debitării pe o linie, filtru sau altă sarcină care trebuie să fie adaptată la impedanța de ieșire a amplificatorului, transformatorul permite să se obțină impedanța de ieșire egală cu impedanța optimă, adică să se realizeze adaptarea impedanțelor.

c) Transformatorul de ieșire permite să se realizeze trecerea

dela etajului final asimetric, la o sarcină simetrică. În majoritatea cazurilor, impedanța sarcinii amplificatorului nu depășește câteva sute de ohmi, iar uneori nu are decât câțiva ohmi (ditzoarele electrodinamice cu rezistență mică). Deoarece transformatorul de ieșire debitează pe o sarcină a cărei impedanță este mai mică de câteva ori decât reactanța capacității proprii a transformatorului chiar la frecvențele de lucru superioare, influența capacității proprii se manifestă mult mai slab asupra funcționării lui, decât asupra funcționării transformatorului de intrare sau de cuplaj între etaje.

Condiția principală ce se impune construcției transformatorului de ieșire este rigiditatea lui dielectrică. Ca și la transformatorul de cuplaj între etaje, la transformatorul de ieșire, există o diferență de potențial constantă între înfășurarea primară și cea secundară, egală cu tensiunea sursei anodice U_0 . În cazul când etajul final debitează pe o sarcină normală, valoarea maximă a tensiunii anodice și prin urmare și a celei a înfășurării primare a transformatorului, depășesc U_0 , cu valoarea amplitudinii componentei alternative, care atinge $0,7 \div 0,85 U_0$.

În cazul când impedanța sarcinii crește, sau când se întrerupe circuitul ei, amplitudinea tensiunii din înfășurarea primară poate depăși tensiunea U_0 de mai multe ori. Rigiditatea dielectrică a izolației dintre înfășurarea primară și cea secundară și miez, trebuie să fie suficientă pentru a suporta aceste supratensiuni.

În etajele finale de mare putere, tensiunea anodică poate atinge $5 \div 7$ kV și mai mult. Supratensiunile care apar în cursul funcționării etajului reclamă construirea unor transformatori de ieșire, capabili să suporte tensiuni foarte ridicate între înfășurări (vezi tabela XV.1).

Pentru a mări rigiditatea dielectrică, înfășurarea primară a transformatorilor de ieșire de putere se așază pe o carcasă, separată, (fig. XIII.10), lăsându-se între înfășurarea secundară și carcasa înfășurării primare un spațiu liber, care se umple cu ulei (când se preconizează o construcție de transformator în ulei).

Când tensiunile anodice sunt mari ($5 \div 10$ kV), folosirea uleiului pentru izolarea transformatorilor de ieșire și de modu-



Fig. XIII.10. Carcasa înfășurării primare a unui transformator de ieșire din etajul final, cu o tensiune anodică mare.

lație permite să se reducă mult interstițiul dintre înfășurări, și prin urmare să se micșoreze inductanța de scăpări. Aceasta este foarte util la amplificatorii de mare putere, care lucrează totdeauna în clasă B, din două cauze: în primul rând, micșorarea inductanței de scăpări reduce tensiunile fenomenelor tranzitorii, legate de funcționarea succesivă a jumătății înfășurării primare a transformatorilor; în al doilea rând, micșorarea inductanței de scăpări ușurează folosirea unei reacții negative puternice, care are o largă utilizare în amplificatorii de putere moderni, pentru îmbunătățirea caracteristicilor electrice.

În cazul străpungerii izolației dintre înfășurările transformatorului de ieșire, plusul sursei anodice se aplică pe înfășurarea secundară. Deaceea, în transformatorii de ieșire din amplificatorii de retransmisie (radioficare), care debitează direct în linia de abonați, la tensiuni anodice de peste 300 V este necesar ca între înfășurarea primară și cea secundară să se așeze un ecran din folie metalică pus la pământ. Dacă ecranul lipsește, tensiunea înaltă poate să ajungă în linie și să provoace accidentarea abonatului.

Necesitatea așezării unei izolații groase între înfășurările unui transformator de ieșire de putere care lucrează cu tensiune anodică mare, mărește mult inductanța de scăpări. Mărirea inductanței de scăpări provoacă mărirea distorsiunilor de frecvență, la frecvențele de lucru superioare.

Pentru a combate mărirea distorsiunilor de frecvență se iau o serie de măsuri. Una dintre ele este izolarea prin ulei a transformatorului, care permite să se reducă interstițiul dintre înfășurări, de 1,5 ÷ 2 ori, în comparație cu construcția uscată. Un alt mijloc este mărirea secțiunii miezului transformatorului; prin aceasta se micșorează numărul spirelor înfășurărilor și grosimea lor. Dar mărirea secțiunii miezului implică mărirea greutatei și a costului transformatorului, fiind deci nerentabilă.

O metodă mai ieftină constă în separarea înfășurărilor în secții dispuse alternativ. Această metodă permite să se micșoreze inductanța de scăpări a transformatorului de mai multe ori; deaceea în practică se utilizează mai frecvent. În cazul unei tensiuni anodice mai ridicate, alternarea înfășurărilor scade mult coeficientul de umplere a ferestrei miezului, din cauza grosimii mari a izolației dintre înfășurări, ceea ce mărește dimensiunile și costul transformatorului.

Distorsiunile de frecvență, produse de transformatorul de

ieșire în banda frecvențelor superioare, distorsiuni care au valori reduse (până la câțiva decibeli), se pot corecta prin transformatorul de intrare sau de cuplaj între etaje. Pentru aceasta, transformatorul de intrare se face cu caracteristica crescătoare la frecvențele superioare, în aceeași măsură în care este descrescătoare caracteristica de frecvență, a transformatorului de ieșire și a celorlalte etaje de amplificare. Astfel, caracteristica de frecvență generală a amplificatorului va fi aproape rectilinie până la frecvența de lucru superioară (fig. XIII.11). Prin această metodă nu se pot corecta însă orice distorsiuni de frecvență. În primul rând, ecuația caracteristicii de frecvență a transformatorului cu sarcină capacitivă nu este exact inversă cu ecuația caracteristicii transformatorului cu sarcină rezistivă, iar caracteristica rezultantă este puțin undulată. În al doilea rând, în condițiile de producție, caracteristicile transformatorului de intrare și ale transformatorului de ieșire au abateri, ceea ce influențează caracteristica generală. De aceea, în practică, acest mod de corectare permite să se micșoreze distorsiunile de frecvență, doar de 4...5 ori, dacă procesul tehnologic și controlul sunt bine puse la punct.

În cazul tensiunilor anodice ridicate, folosite în amplificatorii finali de putere, componenta alternativă a tensiunii anodice atinge câteva mii de volți. De aceea pentru a reduce tensiunea dintre straturi, înfășurarea primară se împarte în câteva secții legate în serie.

Forma semnalului care se aplică pe grilele de comandă ale etajului final este foarte variată. De aceea, pe grile se aplică semnale cu o pantă a frontului undei foarte mare. Ele pot veni de la sursa de semnal, dar se pot produce și în etajul final, sau de preamplificare, dacă grilei i se aplică tensiuni prea ridicate. Foarte ușor apar impulsurile cu pantă mare în amplificatorii de putere care lucrează în clasă B, cu curenți de grilă.

Când se aplică un impuls cu pantă mare în înfășurarea primară a transformatorului, aproape întreaga tensiune a impuls-

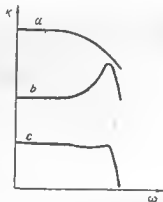


Fig. XIII.11. Corectarea distorsiunilor de frecvență ale transformatorului de ieșire în banda frecvențelor superioare, cu ajutorul transformatorului de intrare: a) caracteristica de frecvență a transformatorului de ieșire; b) caracteristica de frecvență a transformatorului de intrare; c) caracteristica de frecvență generală.

sulul cade pe primele spire ale înfășurării; rezultă atunci între primele spire o mare diferență de potențial, care depășește de sute de ori valoarea normală a forței electromotoare induse în spire. Pentru a preveni străpungerea izolației dintre spire și a izolației dintre primul și al doilea strat al înfășurării, stratul superior al înfășurării primare, care se leagă la anodul etajului final, se execută cu izolația înlărită între spire și întresături. Pentru întărirea izolației dintre spire se bobinează de obicei „rărit”, adică punând pe secția bobinată un strat izolant, cu rigiditate dielectrică mare și bobinând stratul superior peste acest strat, distanța dintre spire fiind egală cu diametrul conductorului. Pentru simplificarea bobinării, sârma poate fi bobinată împreună cu un fir de grosime corespunzătoare.

Jumătățile înfășurării primare a transformatorului de ieșire dintr'un amplificator în clasă B, nu lucrează simultan ci succesiv. Deaceia, așezarea înfășurărilor pe miezul transformatorului trebuie să fie astfel, încât inductanța de scăpări, pentru fiecare jumătate din înfășurarea primară și în reaga înfășurare secundară, să fie scăzut. La calculul caracteristicii de frecvență a acestui transformator, aceasta este inductanța de scăpări care trebuie introdusă în formula de calcul. O inductanță de scăpări scăzută între jumătățile înfășurării primare și înfășurarea secundară poate fi asigurată prin mai multe metode.

Când transformatorul de ieșire este construit în manta, metoda cea mai simplă și ieftină constă în separarea înfășurării primare în două părți, între care se bobinează înfășurarea secundară (fig. XIII.12). Într-o astfel de așezare, jumătățile înfășurării primare sunt simetrice. Dacă înfășurarea primară trebuie să fie simetrică, o inductanță de scăpări scăzută poate fi obținută prin legarea în derivație a secțiilor înfășurării secundare, (fig. XIII.13). În acest caz este necesar ca secțiile înfășurării secundare legate în derivație, să aibă un număr identic de spire. În caz contrar, prin jumătăți va curge un curent de egalizare, care va

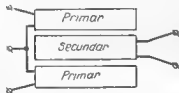


Fig. XIII.12. Metoda cea mai simplă de așezare a înfășurărilor unui transformator de ieșire în manta, pentru clasă B.

consuma inutil energia debitată de amplificator. În cazul transformatorului în manta simetric se pot așeza înfășurările ca în fig. XIII.14, iar dacă secțiile înfășurării se leagă în paralel, obținem o inductanță de scăpări scăzută, între jumătatea înfășurării primare și întreaga înfășurare secundară.

În cazul construcției în sămbure, metoda cea mai simplă de obținere a inductanței de scăpări scăzute, pentru clasa B constă în legarea în paralel a jumătăților înfășurării secundare, care se așează pe cele două brațe ale miezului transformatorului (fig. XIII.15). Dacă este necesar să se obțină o inductanță de scăpări mai mică decât se poate realiza prin această metodă, trebuie să se folosească alternarea înfășurării primare cu cea secundară.

Transformatorii de ieșire din amplificatorii de linie și amplificatorii care debitează pe o sarcină simetrică trebuie să aibă înfășurarea secundară simetrică și ecranată. Construcția și metodele de bobinare a transformatorului de ieșire simetric nu diferă de construcția și metodele de bobinare a transformatorului de lotrare. Diferența constă în aceea că, la transformatorul de intrare se ecranează și se face simetrică înfășurarea primară, iar la transformatorul de ieșire, înfășurarea secundară.

Folosirea permalloy-ului permite să se micșoreze dimensiunile transformatorului de ieșire numai în cazul unei puteri de ieșire scăzute (mai mică decât cea critică). În cazul puterilor medii și mari este avantajoasă folosirea oțelului cu permeabilitate mare la inducții mari (tip XBN), ceea ce micșorează dimensiunile transformatorului, deoarece permite să se mărească inducția maximă în miez, cu 10 — 15%.

Pentru transformatorii de ieșire de putere mică și medie se folosește de obicei construcția în manta a miezului care e simplă și ieftină. În transformatorii cu puteri începând de la câteva sute de wați se utilizează de obicei miez în sămbure, cu două bobine.

Transformatorul de ieșire, de mică putere, se așează uneori într'un blidaj de tablă de fier, nu pentru a-l proteja în contra câmpurilor exterioare, care de obicei nu sunt periculoase pentru ei, din cauză că inducția de lucru este mare, ci pentru a-l pro-

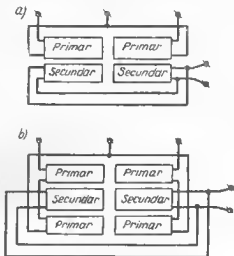


Fig. XIII.13. Două variante de așezare a înfășurărilor transformatorilor de ieșire simetrici, în manta, care lucrează în clasă B cu secțiile înfășurării secundare legate în paralel: a) varianta cea mai simplă b) varianta cu inductanța de scăpări micșorată.

teja împotriva deteriorărilor mecanice și pentru micșorarea câmpului de scăpări.

Câmpul de scăpări al transformatorului de ieșire acționează asupra transformatorului de intrare sau de cuplaj între etaje, și creează astfel reacția magnetică în amplificator. În cazul unei valori suficiente această reacție provoacă distorsiuni de fază și de frecvență și chiar autoexcitarea amplificatorului.

Pentru micșorarea reacției magnetice, dintre transformatorul de intrare și cel de ieșire, transformatorul de ieșire trebuie așezat astfel, încât liniile magnetice ale fluxului său de scăpări să fie perpendiculare pe axa înfășurării transformatorului de intrare.

Amplificatorii finali de putere se montează de obicei împreună cu instalația de alimentare, separat de preamplificatori. Prin această distanță dintre transformatorul de ieșire al etajului final și transformatorii preamplificatorului este mare iar cupla-

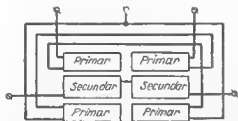


Fig. XIII.14. Schema de așezare a înfășurărilor transformatorului de ieșire simetric, tip manta pentru clasă B, cu secțiile înfășurării secundare legate în serie.

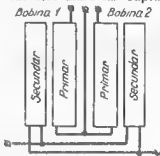


Fig. XIII.15. Metoda cea mai simplă de așezare a înfășurărilor transformatorului de ieșire, tip sâmbure, pentru clasă B, cu jumătățile înfășurării secundare legate în paralel.

jele magnetice, neînsemnate. Deaceia transformatorii de ieșire puternici se așează astfel, încât să ușureze construcția, iar în cazul construcției uscate nu se ecranează. În cazul construcției în ulei, baia de fier a transformatorului servește drept ecran.

Problema răcirii nu este acută, chiar în transformatorii de cele mai mari puteri, din următoarele motive:

1. Puterea transformatorilor de joasă frecvență depășește rareori mai multe sute de kilowați, ceea ce în tehnica curenților tari reprezintă o valoare mică.

2. Din punct de vedere practic, în transformatorul de joasă frecvență lipsesc pierderile în miez. Prin urmare, încălzirea transformatorului are loc numai din cauza pierderilor în înfășurări.

3. Din cauza costului ridicat al energiei de frecvență acus-

tică, randamentul transformatorului de joasă frecvență se ia mai mare decât la transformatorul de forță, de aceeași putere.

4. Pentru îmbunătățirea izolației și pentru micșorarea dimensiunilor, transformatorii pentru amplificatori de putere se fac cu izolație în ulei, ceea ce îmbunătățește mult răcirea înfășurărilor.

§ XIII.3. Protecția transformatorilor contra influențelor exterioare.

În exploatare transformatorul este supus la diferite acțiuni exterioare: trepidări mecanice, șocuri, variația temperaturii, variația umidității, schimbarea presiunii atmosferice. Transformatorul trebuie să fie suficient de bine protejat pentru ca să nu iasă din funcțiune sub acțiunea acestor factori.

Cea mai dăunătoare acțiune pentru transformatori (absorbție făcând de deteriorările mecanice), este acțiunea umidității. Pătrunderea umidității în înfășurarea transformatorului reduce brusc rezistența izolației transformatorului și rigiditatea ei dielectrică. Rezultatul este de obicei străpungerea izolației dintr-o înfășurare și ieșirea transformatorului din funcțiune. În afară de aceasta, acțiunea de durată a umidității, asupra înfășurărilor transformatorului, în prezența dioxidului de carbon din aer și a substanțelor organice, provoacă coroziunea conductorului. În cazul unui conductor cu diametru mic, aceasta provoacă distrugerea lui (aparitia rupturilor în înfășurări).

Pentru a proteja transformatorul contra acțiunilor exterioare se recomandă următoarele metode:

1. Impregnarea cu lac
2. Fierberea în parafină, cerezlină sau altă compoziție specială (compund).
3. Turnarea compoziției speciale peste transformatorul gata executat.
4. Așezarea transformatorului într-o cutie închisă.
5. Închiderea ermetică a transformatorului.

Impregnarea cu lac este cel mai sigur mijloc de protecție a transformatorului împotriva umidității. Ea este aplicabilă numai la transformatorii aparatajului staționar, care lucrează în studiouri, săli de aparataj, etc. Pentru transformatorii care lucrează în condiții grele, această protecție este insuficientă.

Este de dorit să se impregneze transformatorul asamblat și nu o singură bobină. Înainte de impregnare, transformatorii se încălzesc în cuptorul de uscat, la temperatura de $100 - 120^{\circ}\text{C}$ în decurs de câteva ore. După aceea, transformatorii uscați se așează în băia de impregnare, sub vid, având o presiune remanentă de cel puțin 100 mm coloană de mercur. Astfel se elimină

din transformatori resturile de umiditate. După aceea, se introduce în baie lacul de impregnare și baia se deschide; transformatorii impregnați se usucă la temperatura de $100-110^{\circ}\text{C}$, timp de 20-40 ore, în funcție de dimensiunile transformatorului. Pentru impregnare se folosesc lacuri electroizolante, de exemplu lac negru Nr. 458. Transformatorii impregnați cu lac rezistă la temperaturi de lucru ridicate, deoarece lacul nu se topește.

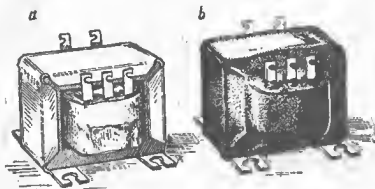


Fig. XIII.16. Transformatorul înainte și după turnarea stratului de protecție: a) înainte de turnare; b) după turnare.

Fierberea înfășurării în parafină, cerezină sau compoziție specială protejează mai bine înfășurarea transformatorului contra umidității, decât impregnarea cu lac, dar nu este tot atât de termostabilă, deaceia se folosește pentru transformatorii care lucrează la o temperatură scăzută. Pentru îndepărtarea completă a umidității din transformator și pentru mărirea rigidității dielectrice, fierberea trebuie să se execute la o preslungă scăzută de numai 100-150 mm coloană de mercur. Fierberea în parafină se execută la temperatura de $90-100^{\circ}\text{C}$, în cerezină la $100-110^{\circ}\text{C}$; fierberea continuă până la încetarea formării spumei. Compoziția folosită pentru fierbere nu trebuie să conțină acizi liberi, deoarece în caz contrar, ea va distruge sârma înfășurării. Transformatorii fierți trebuie să se scoată din baia de fierbere, când ea se află în curs de răcire, în momentul în care temperatura compoziției este doar cu puțin mai ridicată decât punctul ei de topire.

Acoperirea cu compoziție a transformatorilor care lucrează în condiții de exploatare grele, se folosește ca mijloc de protecție suplimentară, în contra acțiunii umidității și deranjamentelor mecanice. Înainte de acoperire, transformatorul, sau cel puțin înfășurările lui, trebuie să fie impregnat cu lac sau fiert. Acoperirea se execută prin cufundarea transformatorului rece pentru

un timp scurt, în compoziția de acoperire topită. După scoatere transformatorul este acoperit cu un strat uniform de compoziție, cu o grosime de ordinul milimetrilor (fig. XIII 16). Compoziția de acoperire trebuie să fie greu fuzibilă, rezistență mecanică și nu trebuie să se desprindă de transformator, sau să crape la variații brusce de temperatură.

Așezarea transformatorului într-o cutie închisă neermetică, fără turnare de compoziție, îl protejează împotriva deteriorărilor mecanice și a câmpurilor exterioare, dar nu și împotriva umidității. Pentru obținerea unei bune stabilități la umiditate, transformatorul impregnat sau fierț se așează în cutie, și peste el se toarnă masa de umplere topită. Pentru umplere se folosesc compoziții vâscoase, cu punctul de topire ridicat, sau bitumuri.



Fig. XIII.17. Transformatorul ermetic închis, cu bornele scoase prin bile de sticlă.

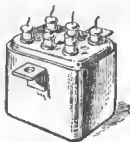


Fig. XIII.18. Transformatorul ermetic închis, cu bornele scoase prin izolatorii de trecere din porțelan.

Ermetizarea se aplică transformatorilor care lucrează în condiții de exploatare deosebit de grele. Dintre aceste condiții fac parte: variațiile brusce ale temperaturii și presiunii și posibilitatea accesului direct al umidității în transformator. Transformatorul ermetizat se impregnează în prealabil cu lac și se usucă, sau se fierbe în compoziție izolantă. După aceea se așează într-o cutie metalică cu capac, la care sunt sudate borne ermetice: bile de sticlă (fig. XIII.17) sau izolatori de trecere de porțelan (fig. XIII.18). Fixând transformatorul de capac, acesta se sudază de cutie; întreaga construcție trebuie să fie ermetică. În unele cazuri, în locul fixării de capac, după așezarea transformatorului cutia se umple cu masă de umplere.

§ XIII.4. Ordinea calculului de construcție al transformatorului

Datele obținute în urma calculului electric al transformatorului permit să se treacă la calcularea miezului și înfășurărilor, ceea ce constituie calculul de construcție al transformatorului.

Pentru calculul de construcție al transformatorului este necesar să se cunoască:

1. Inductanța înfășurării primare.
2. Componenta continuă a curentului înfășurării primare.
3. Rezistența înfășurării primare.
4. Amplitudinea componentei alternative a tensiunii aplicate înfășurării primare.
5. Frecvența de lucru inferioară.
6. Raportul de transformare.
7. Rezistența înfășurării secundare.
8. Inductanța de scăpări a transformatorului.
9. Clasa de funcționare și schema etajului anterior și a celui posterior transformatorului.
10. Tensiunea dintre înfășurări.
11. Gradul necesar de protejare a transformatorului, împotriva câmpurilor exterioare.

Afară de datele indicate, construcția transformatorului este influențată de condiții suplimentare, ca de exemplu realizarea unui cost sau unei greutate minime.

Calculul de construcție al transformatorului include următoarele puncte principale:

1. Calculul de construcție al miezului.
2. Calculul de construcție al înfășurărilor.
3. Calculul ecranului magnetic (dacă acesta este necesar).

Calculul de construcție al miezului constă în alegerea materialului pentru miez și în alegerea tipului și dimensiunilor miezului. În majoritatea cazurilor, calculul dimensiunilor se reduce la alegerea miezului standardizat convenabil din punctul de vedere al dimensiunilor.

Calculul de construcție al înfășurărilor se împarte în: a) alegerea construcției bobinei și amplasării înfășurărilor; b) calculul numărului spirelor înfășurărilor; c) determinarea diametrului conductorului înfășurărilor și alegerea tipului izolației conductorului; d) verificarea amplasării înfășurărilor și calculul secționării, pentru a realiza rigiditatea dielectrică necesară; e) calculul inductanței de scăpări a transformatorului și coordonarea ei cu mărimea obținută din calculul electric; f) verificarea răcirii înfășurărilor (în transformatorii de mare putere).

Să trecem acum la studiul calculului constructiv, în ordinea descrisă mai sus.

CAPITOLUL XIV

CONSTRUCTIA ȘI CALCULUL MIEZULUI TRANSFORMATORULUI

XIV.1. Tipurile de miezuri folosite în transformatorii de joasă frecvență

În transformatorii de joasă frecvență, ca și în transformatorii de forță, se folosesc două tipuri de miezuri: în manta și în sămbure.

Miezul în manta, care se numește uneori în E , este reprezentat în fig. XIV.1. Înfășurarea se așează pe brațul din mijloc. În transformatorii de dimensiuni mici și medii, acest miez este utilizat aproape exclusiv; aproape toți transformatorii de intrare, de cuplaj între etaje, și de ieșire, de mică putere, se confecționează cu miezul în manta. Miezul în manta a obținut o răspândire atât de largă datorită multiplelor avantaje constructive, dintre care enumerăm pe cele principale: este necesară o singură bobină, în loc de două (folosite în cazul miezului în sămbure;) un coeficient de umplere al ferestrei miezului cu sârma înfășurării, mai ridicat; protecția parțială a înfășurării, prin jugul miezului, în contra deteriorărilor mecanice. În cel mai simplu caz, lățimea brațului din mijloc al miezului în manta y_1 , este de două ori mai mare decât lățimea brațelor laterale și a jugului y_3 , iar miezul are o secțiune totală a materialului magnetic uniformă în lungul întregii linii a cercului magnetic. Totuși, după cum se va indica mai jos, micșorarea lățimii brațului mijlociu permite să se obțină o economie de material, păstrând proprietățile electrice ale transformatorului.

La transformatorii mici și medii secțiunea brațului mijlo-

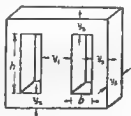


Fig. XIV.1. Miezul tip manta.

ciu al miezului în mană se face, aproape todeauna dreptunghiulară sau pătrată, pentru simplificarea construcției.

Miezul în sâmbure, numit și în O sau U, este reprezentat în fig. XIV.2. Acest tip se folosește mai ales în transformatorii de leșie de putere Pe miezul în sâmbure, înfășurarea se așează pe ambele brațe, fiecare purtând o jumătate din înfășurare. Calitățile principale ale miezului în sâmbure sunt următoarele: o mare suprafață de răcire a înfășurării, ceea ce este important în cazul unei puteri mari; inducția de scăpări, scăzută, din

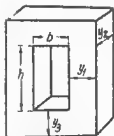


Fig. XIV.2. Miezul tip sâmbure.

cauza reducerii la jumătate a spirelor în fiecare bobină și a grosimii mai mici a înfășurării; consum mai mic de conductori în înfășurări, deoarece micșorarea grosimii înfășurării provoacă micșorarea lungimii spirei medii a înfășurării. O calitate a miezului în sâmbure este de asemenea sensibilitatea mult mai scăzută față de câmpurile magnetice exterioare. Aceasta deoarece forțele electromotoare, parazite, induse în ambele bobine ale transformatorului, au semne contrare și deci se anihilează reciproc.

La transformatorul în sâmbure, câmpul magnetic exterior este mult mai slab decât la transformatorul în mană, deoarece forțele magnetomotoare ale ambelor bobine au sensuri contrare. Deaceia, transformatorii în sâmbure se pot așeza mai aproape unul de altul decât transformatorii în mană fără pericol de cuplaj magnetic între ei.

La transformatorii de leșie și de modulație de mare putere, se folosesc miezurile în sâmbure, cu secțiunea brațului în trepte, (fig. XIV.3), pentru simplificarea construcției carcaseri și a bobinării înfășurărilor, pentru micșorarea consumului de conductori pentru înfășurări, precum și pentru micșorarea inductanței de scăpări și mărirea rigidității dielectrice a transformatorului. Cu cât miezul are mai multe trepte, cu atât este mai ridicat coeficientul de umplere a bobinei cu material magnetic și cu atât este mai mare economia de conductori. În cazul înlocuirii secțiunii pătrate, printr-o secțiune rotundă de aceeași suprafață (număr înfinii de trepte), micșorarea perimetrului este de circa 11%. Când se trece de la o secțiune dreptunghiulară la secțiunea rotundă, reducerea perimetrului este și mai mare și atinge 15—16% la un raport al laturilor miezului dreptunghiular de



Fig. XIV.3. Secțiunea miezului în trepte.

2/1. Totuși în practică, reducerea consumului de conductori în bobinaj este mult mai mică și constituie $5 \div 10\%$, când se trece de la o secțiune dreptunghiulară la secțiunea în trepte. Aceasta din cauză că miezul în trepte nu utilizează întreaga suprafață a cercului circumscris. În afară de aceasta procentul de micșorare a spirei medii este mult mai mic decât al celei interioare din cauza lungimii ei mari și a apropierei formei spirei medii a transformatorului cu miezul dreptunghiular, de cea a cercului, pe măsura creșterii grosimii înfășurării. Așa dar miezul care are numai două trepte nu produce micșorarea consumului de conductor pentru înfășurare. În ce privește consumul de material magnetic trebuie specificat că trecerea de la secțiunea dreptunghiulară a miezului, la secțiunea rotundă, provoacă mărirea lungimii miezului, la aceeași formă și dimensiune a ferestrei. Calculul dovedește că împreună cu micșorarea indicată a consumului de conductori, trecerea de la tipul dreptunghiular la tipul în trei trepte, provoacă mărirea consumului de oțel de transformator cu $8 \div 12\%$. Rezultă că trecerea la secțiunea în trepte, realizează, în cazul optim, doar redistribuirea cantității materialelor consumate pentru transformator, dar nu și economii de materiale, cum s'ar părea la prima vedere.

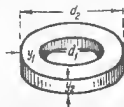


Fig. XIV.4. Miez toroidal.

Ca și la miezul în mană mărirea secțiunii jugului, în comparație cu secțiunea brațelor (consolidarea jugului), face să scadă materialul consumat pentru transformator.

Miezul în sămbure cu o botină, care se folosea altădată pentru transformatorii mici, de joasă frecvență, în prezent nu mai este aproape deloc folosit, deoarece utilizarea unei singure bobine anihilează toate avantajele miezului în sămbure.

Miezurile toroidale (fig. XIV.4) se folosesc foarte rar în transformatorii de joasă frecvență din cauza complexității execuției, și costului ridicat al confecționării transformatorului respectiv. Avantajul principal al transformatorului toroidal este lipsa aproape completă a fluxului de scăpare exterior și insensibilitatea față de câmpurile magnetice exterioare, independent de sensul lor. Acest avantaj este condiționat de distribuirea uniformă a înfășurărilor pe circumferința torului.

Miezurile toroidale se utilizează larg, ca epruvete pentru ridicarea caracteristicilor materialelor magnetice, izotrope. Ele nu trebuie folosite pentru materialele care au proprietăți îmbunătățite în anumite direcții.

§ XIV.2 Construcția și asamblarea miezului

Metoda cea mai răspândită de confecționare a miezului din material magnetic în tole este asamblarea lui din tole decupate sau ștanțate, de o anumită formă și dimensiune.

Unele materiale magnetice au proprietăți magnetice mai bune în lungul direcției de laminare, de pildă oțelul de calitate XBN, laminat la rece, cu structura orientată, la care această proprietate este foarte pronunțată.

Oțelurile obișnuite de transformator, de calitatea 34 și oțelurile cu permeabilitatea mărită, au deasemenea permeabilitatea inițială ceva mai mare (deobicei cu $5 \cdot 10^3/\%$) în lungul direcției laminării. Deaceia, șanțarea sau decuparea to-

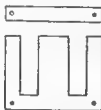


Fig. XIV.5. Metoda asamblării miezului în mantă, din tole E și din jug.



Fig. XIV.6. Metoda șanțării tolelor miezului în mantă.

lelor pentru miezul transformatorului trebuie să se execute astfel, încât direcția liniilor de forță magnetică din miez să coincidă cu direcția laminării materialului, pe o porțiune cât mai mare din tungimea câmpului magnetic, sau, cum se spune, trebuie să se șanțeze miezul în lungul laminării.

Acest mod de șanțare este necesar în cazul folosirii oțelului XBN, și este recomandabil în cazul oțelului obișnuit de transformator și al oțelului cu permeabilitate mare, deoarece permite să se reducă consumul de materiale.

Pentru a asambla miezul în bobina transformatorului, fiecare toală a miezului trebuie segmentată. Există mai multe metode de segmentare pentru diferitele tipuri de miezuri.

Una dintre metodele uzitate de segmentare a tolei miezului în mantă este separarea ei în două părți șanțate în mod deosebit, dintre care una are forma literei E, iar cealaltă este o lamă dreaptă, care închide miezul (fig. XIV 5). De aici și denumirea de miez în E. Cu toate că această metodă de șanțare necesită utilizarea a două șanțe diferite, ea se folosește larg în practică, datorită mai multor avantaje, și anume: deșeurii în cantitate scăzută, deoarece tolele se șanțează ca întrând unele

în altele (fig. XIV.6); simplitatea asamblării; ușurința realizării și reglării întrefierului.

O altă metodă de ștanțare a tolelor în E și a lamelelor de jug, este aceea denumită „fără deșeuri”. În această metodă, se ștanțează din benzi tăiate în prealabil conturul închis al miezului în manta (fig. XIV.7), care după aceea se segmentează în două printr-o a doua operație. Dimensiunile geometrice ale miezului se aleg astfel, încât tolele decupate în locul ferestrelor să servească drept juguri pentru cele două tole în E. Prin această metodă de ștanțare, cantitatea de deșeuri se obține mai mică decât în primul caz. Această metodă de ștanțare este adoptată de numeroase întreprinderi, iar miezurile de tip „fără deșeuri” se utilizează larg în industrie. La tolele de acest tip, folosite inițial, lățimea brațului din mijloc era de două ori mai mare decât lățimea brațelor laterale. Această tolă avea o suprafață a ferestrei prea mică, ceea ce îngreuna amplasarea înfășurărilor și obliga să se ia pentru transformator un miez cu dimensiuni mai mari. Prin urmare, economia realizată prin reducerea cantității de deșeuri era doar aparentă. În paragraful 4 al prezentului capitol se arată cum se poate obține o tolă ștanțată fără deșeuri de un tip mult mai perfecționat.

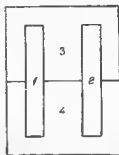


Fig. XIV.7. Ștanțarea „fără deșeuri” a miezului în manta: 1 și 2 — jugurile; 3 și 4 — tolele în E.

În afară de metoda indicată de segmentare a tolei miezului în manta în două părți inegale există o metodă de segmentare în două părți egale, ceea ce permite să se folosească pentru confecționarea miezului, numai o singură ștanță simplă. Forma acestor jumătăți poate fi destul de variată: fig. XIV.8 dă două exemple de rezolvare a acestei probleme. Trebuie să se noteze că dacă ștanțarea se execută din tole din material magnetic acoperite pe o parte cu izolație, pentru asamblarea în părți opuse, jumătate din tole trebuie să se ștanțeze din foaie așezată cu izolația în sus, iar jumătate din foaie așezată cu izolația în jos. Deși economisește o ștanță, această metodă se folosește rareori, deoarece prin ea se complică asamblarea cu întrefier.

Metoda ștanțării tolei miezului în manta cu poansonarea pivotului mijlociu (fig. XIV.19) necesită de asemenea folosirea unei singure ștanțe (mai puternică). În comparație cu cele indicate mai sus această metodă are trei neajunsuri: asamblarea mai greoaie, o cantitate mare de deșeuri și un coeficient redus

de umplere a ferestrei miezului. Aceasta deoarece bobina trebuie să se facă cu $5\div 10\%$ mai scurtă decât lungimea ferestrei. Altfel, îndoind la asamblare brațul mijlociu, va fi imposibil să se introducă tola în bobină.



Fig. XIV.8. Metodele de segmentare a tolei pentru miezul în manta care admit folosirea unei singure ștanțe.

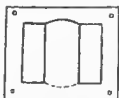


Fig. XIV.9. Ștanțarea tolei cu poansonarea brațului.

Uneori, la această metodă de ștanțare, în locul poansonării brațului din mijloc se decupează în el un întrefier (fig. XIV.10). Când se assemblează într-o parte, aceste tole permit să se obțină

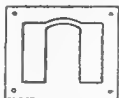


Fig. XIV.10. Ștanțarea tolei cu întrefier.



Fig. XIV.11. Diferite metode de ștanțare a tolei miezului în sămbure, de dimensiuni mici.



un întrefier foarte stabil, din punct de vedere mecanic, ceea ce este necesar în bobinele de șoc și la transformatorii a căror inductanță trebuie să fie riguros constantă.

În cazul asamblării în părți opuse, aceleași tole se pot folosi pentru bobinele de șoc și transformatorii obișnuiți, care lucrează fără magnetizare de curent continuu. Totuși, după cum s'a indicat în paragraful X 4, ele se pot utiliza numai în cazul unor inducții în miez scăzute.

Ștanțarea tolelor pentru miezul în sămbure se poate executa deasemenea prin metode diferite. Pentru miezurile de dimensiuni mici, cele mai indicate sunt: ștanțarea tolelor egale în L (fig. XIV.11 a); ștanțarea tolelor în U și a jugului (fig. XIV.11 b); ștanțarea tolelor în o, cu poansonare, sau decuparea întrefierului (fig. XIV.11 c);

Pentru miezurile în sămbure cu dimensiuni mari, aceste metode de ștanțare sunt prea costisitoare din cauza deșeurilor mari dela marginile tolei și din cauză că necesită prese de mare putere. Deaceea, miezurile transformatorilor mari, de tip în manta se asamblează din benzi drepte de lungimi diferite, care se ștanțează sau se tale cu foarfeacă „ghilotină”. Numărul tipurilor de benzi necesare pentru asamblarea miezului depinde de forma

secțiunii miezului și de faptul dacă miezul trebuie să fie asamblat cu sau fără întrefier. Pentru miezul fără întrefier, cu secțiunea brațului dreptunghiulară, sunt necesare numai două tipuri de tole (fig. XIV.12); pentru același miez cu întrefier sunt necesare patru tipuri (fig. XIV.13). Din trei tipuri se formează o bază în formă de U, pe care se îmbracă bobinele, iar ultimul tip constituie jugul, ce se assemblează fiind separat de bază printr-o garnitură izolantă de grosimea necesară. La un raport determinat al dimensiunilor miezului, în cazul asamblării cu întrefier, numărul tipurilor de tole poate fi redus până la trei și chiar la două. De exemplu, tola 1 (fig. XIV.13) poate fi unită cu tola 2 iar tola 3 cu tola 4.



Fig. XIV.12. Asamblarea miezului în sămbure din benzi prin suprapunere.



Fig. XIV.13. Asamblarea toletoilor în miezul în sămbure cu întrefier.

Pentru miezul cu secțiunea brațului în trei trepte, fără întrefier sunt necesare șase tipuri de tole (fig. XIV.14), dintre care tolele jugului 1, 3 și 5 au lungimea și lățimea egală, diferind doar prin amplasarea orificiilor pentru strângerea pachetului; tolele 2, 4, 6, au același lungime. În cazul miezului în două trepte fără întrefier, sunt necesare pentru tipuri de tole, care au deasemenea dimensiuni comune.



Fig. XIV.14. Tipurile de tole necesare pentru asamblarea miezului în trei trepte, prin suprapunere.

Miezurile cu secțiunea în trepte și cu întrefier nu se folosesc aproape deloc în transformatorii de joasă frecvență, deoarece prin aceasta numărul tipurilor de tole se câștigă prea mare. De obicei ele nu sunt necesare, deoarece etajele finale de purere, în care se folosesc transformatorii în sămbure, se execută întot-

deamna în contratimp și în aceste cazuri magnetizarea de curent continuu a miezului nu este mare.

Se poate calcula prin deducții matematice simple raportul lățimii tolelor, față de diametrul cercului, pentru miezul în două și trei trepte, care dă umplerea maximă a cercului circumscris. Lățimea optimă a tolelor și datele miezului obținut sunt indicate în tabela XIV.1.

Tabela XIV.1.

Nr. treptelor	Lățimea primei tole	Lățimea tolei a doua	Lățimea tolei a treia	Lățimea jugului	Coeficientul de umplere a secțiunii cercului prin secțiunea miezului	Secțiunea miezului	Secțiunea netă a materialului magnetic q_c , în cazul izolării tolelor cu lac	
							La grosimea tolei de 0,5 mm	La grosimea tolei de 0,35 mm
2	0,525 d	0,85 d	—	0,726 d	0,785	0,617 d^2	0,567 d^2	0,53 d^2
3	0,421 d	0,707 d	0,907 d	0,735 d	0,849	0,667 d^2	0,613 d^2	0,573 d^2

Pentru reducerea numărului de tole de diferite lățimi necesare la fabricarea unei serii de transformatoare de diferite puteri, cu secțiunea miezului în trepte, este indicată metoda următoare: derogând dela relațiile optime din punct de vedere matematic, se execută tolele fiecărui braț, astfel încât lățimile să formeze o progresie geometrică. Aceasta nu influențează, din punct de vedere practic, consumul de materiale și permite să se micșoreze cu mult numărul de tole de lățimi diferite, necesare pentru asamblarea transformatorilor.

Prin aceasta, trecerea dela miezul de tip mai mic la miezul de tip mai mare necesită doar adăugarea unei tole noi. De exemplu, în cazul când există 6 lățimi diferite de tole, se pot asambla miezuri cu patru secțiuni diferite: din 1, 2, 3; din 2, 3, 4; din 3, 4, 5; din 4, 5, 6. Dacă dimensiunile nu ar fi fost date în aceeași relație, ar fi fost necesar un număr de tole de lățimi diferite.

Afară de aceasta, se folosesc de obicei, pentru asamblarea jugului, tole a căror lățime este egală cu lățimea uneia din tolele brațului; se micșorează astfel numărul de tipuri de tole necesare pentru asamblarea miezului. După cum se vede din tabela XIV.1, tola mijocle din braț are o lățime insuficientă, iar tola cea mai lată are o lățime prea mare. În practică, pentru asamblarea jugului se folosesc ambele tole. Folosirea în acest scop a tolei mai late este însă mai rațională, deoarece prin aceasta secțiunea jugului se mărește cu aproximativ 20% în comparație cu secțiunea brațului. Rezultă că se reduce proporțional și inducția din jug, ceea ce permite să se mărească inducția de calcul în brațele transformatorului, cu aproximativ 5 ÷ 10%, fără a se produce prin aceasta creșterea distorsiunilor neliniare și a pierderilor în miez. Astfel se reduce consumul de conductori (cu o oarecare creștere a con-

sumului de oțel de transformator) și se ușurează construirea transformatorului, în ce privește obținerea unei inductanțe de scăpări minime.

Prin folosirea principiului expus, secțiunile miezurilor sunt date în funcție de pătratul factorului d al progresiei. În tabela XIV.2. se dau dimensiunile tolelor și ale miezurilor de acest tip, având rația progresiei egală cu $\sqrt{2}$ pentru cazul miezurilor asamblate din tole din oțel de transformator, cu grosimea tolei de 0,5 și 0,35 mm, tolele fiind izolate cu lac.

Tabela XIV.2.

Lățimea tolei			Lățimea jugului	Grosimea ansamblului primei tole	Grosimea ansamblului tolei a 2-a	Grosimea ansamblului tolei a 3-a	Grosimea ansamblului jugului	Coeficientul de umplere a suprafeței cercului de către miez	Secțiunea netă a materialului magnetic	
Prima	A doua	A treia							Grosimea tolei 0,5 mm	Grosimea tolei 0,35 mm
$0,45d$	$0,636d$	$0,9d$	$0,9d$	$2 \times 0,061d$	$2 \times 0,0168d$	$0,436d$	$0,894d$	0,841	$0,609d^2$	$0,569d^2$

Măsurările multiple efectuate asupra diferitelor calități de material magnetic au dovedit că, la inducții de lucru care nu depășesc câteva sute sau chiar mii de gauss, pierderile în miez sunt practic egale în cazul izolării tolelor prin folia de hârtie, cu strat de lac, sau în lipsa izolatiei. În cazul inducțiilor mici pierderile nu cresc vizibil la dispariția izolației, chiar la oțelul de transformator cu grosimea de 0,5 mm tratat cu acid. De aceea, la transformatorul de joasă frecvență de mică putere nu trebuie să se izoleze tolele una de alta, deoarece aceasta micșorează coeficientul de umplere al miezului și scumpește producția. Pelicula superficială de oxid este o izolație pe deplin satisfăcătoare. Doar la transformatorii mari, la inducții de ordinul a 10000 gauss sau mai mult, este posibilă străpungerea peliculei de oxid. În acest caz, tolele trebuie să se acopere, pe o singură parte, cu un strat de lac rezistent.

Din cauza asperității tolelor de material magnetic și a curburilor lor nu se umple întreaga suprafață a secțiunii miezului cu material magnetic. Raportul dintre secțiunea netă a materialului magnetic și produsul laturilor miezului se numește coeficientul de umplere al miezului.

$$k_m = \frac{q_c}{y_1 y_2} \quad (\text{XIV.1})$$

Coeficientul de umplere al miezului depinde de grosimea tolelor de material magnetic, de starea suprafeței lor și de felul

izolației tolelor. Valorile medii ale lui k_m , pentru material magnetic de diferite grosimi, sunt date în tabela XIV. 3.

Tabela XIV.3.

Grosimea tolelor în mm	k_m		
	Fără izolație	Izolarea cu un strat de lac de 0,01 mm	Izolarea prin lipirea foiței de țigară
0,5	0,93	0,92	0,88
0,35	0,88	0,86	0,83
0,2	0,80	0,76	—
0,1	0,70	0,65	—

După cum se vede din tabela de mai sus folosirea unui material magnetic mai gros mărește coeficientul de umplere al miezului. Aceasta provoacă reducerea consumului de conductori pentru înfășurare, din cauza reducerii perimetrului spirei medii a înfășurării, la aceeași secțiune netă a miezului.

Suprafața netedă a tolelor mărește deasemenea coeficientul de umplere al miezului, ceea ce reduce consumul de materiale pentru transformator. De aceea, la fabricarea tolelor din material magnetic (mai ales a laminatului subțire) trebuie să se tindă la obținerea unei suprafețe cât mai netedă a tolelor.

Trebuie să se evite folosirea izolației de hârtie, deoarece prin aceasta se micșorează mult coeficientul de umplere.

Asamblarea miezului din tole ștanțate se poate executa prin trei metode: prin suprapunere, cu întrefier și în rost. Dacă transformatorul va funcționa fără magnetizare continuă, iar întrefierul nu este necesar din alie considerente, pentru micșorarea reluctanței în locurile de îmbinare, la asamblare tolele se alternează astfel, ca la cele suprapuse, locurile de îmbinare să fie în părți opuse ale miezului (linia punctată din fig. XIV.8, 9, 12, 14). Când ștanțarea și asamblarea prin suprapunere sunt corect executate, reluctanța în locul îmbinării este atât de mică, încât în cazul oțelurilor de transformator, după cum se constată din măsurări, tola cu o întrerupere a căii liniei de forță (fig XIV.9) nu prezintă nici o diferență față de tola cu două întreruperi (fig. XIV.5).

Uneori, condițiile de funcționare a transformatorului impun introducerea în miez a unui întrefier. În acest caz, miezul se assemblează din tole așezate identic. Pe baza asamblată se îmbracă bobina și între bază și jug se așează o garnitură din material izolant, de grosimea necesară. În cazurile când mărimea întrefierului este de câteva sutimi de milimetru, între părțile

asamblate ale miezului nu se așează nimic. Din cauza asperității suprafețelor ambelor părți, chiar în cazul unei strângeri bune, se obține o reluctanță a îmbinării echivalente cu un întrefier de 0,01 — 0,05 mm, în funcție de calitatea ștanțării, a asamblării și de gradul de compresune. Această asamblare a miezului se numește asamblarea în rost.

▲ După asamblarea miezului transformatorului în manta, el se strânge adeseori prin bare metalice, sau juguri speciale ștanțate, care servesc totodată și la fixarea transformatorului (fig. XIV.15). Uneori, pentru

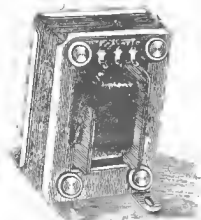


Fig. XIV.15. Transformatorul cu miez strâns prin juguri.

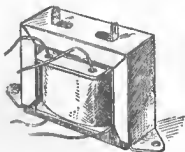


Fig. XIV.16. Transformatorul cu miezul presat în carcasă.

strângere se folosesc carcase de formă specială, în care se presează transformatorul asamblat; carcasa se prevede cu urechi pentru fixare (fig. XIV.16).

La transformatorii de putere, barele de strângere, buloanele și carcasa se izolează de corpul miezului cu prespan sau hărțile, pentru a preveni formarea spirei scurtcircuitate, în întregul miez, sau într-o parte din miez. Formarea acestei spire provoacă micșorarea puterii de ieșire a transformatorului și apariția distorsiunilor de frecvență.

Măsurările au dovedit că pentru majoritatea materialelor magnetice moi, folosite în transformatorii de joasă frecvență, compresarea miezului, provocând tensiuni interne în materialul magnetic, reduce mult permeabilitatea lui inițială și prin urmare și inductanța înfășurării primare a transformatorului. În cazul unei compresări puternice reducerea inductanței pentru oțelurile de transformator cu o permeabilitate inițială ridicată atinge 15%—20% pentru permalloy ea este și mai mare.

Deaceea, miezurile transformatorilor mici, care lucrează la inducții scăzute, nu trebuie presate puternic. Este mai bine ca ele să fie presate în carcasă, apoi impregnate cu compund, pentru a da miezului rezistența mecanică.

La inducții medii și mari permeabilitatea nu variază puternic prin strângere. Prin urmare transformatorii de reștre trebuie să fie strânși bine, deoarece la o siabă presare, ei produc un șgomot puternic.

Barele de strângere, și carcusele pentru transformatorii cu

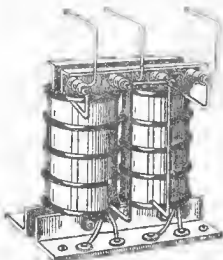


Fig. XIV.17. Transformatorul de ieșire din etajul final, care se fixează de șasiul amplificatorului.

miezul asamblat prin suprapunere, sau în rost, se pot executa din orice material: oțel, alamă, perlinax, etc. În cazul transformatorilor, cu miezul în E cu întrefier, folosirea oțelului pentru acest scop nu poate fi tordeșuna admisă, deoarece carcasa sau bara de strângere din material magnetic shuntează întrefierul și modifică parametrii electrice ai transformatorului. La transformatorii obișnuți, la care pierderile în miez nu influențează caracteristicile, se pot folosi bare sau carcuse de oțel. Utilizarea acestora este admisibilă numai acolo,

unde transformatorul sau bobina de șoc cu întrefier trebuie să aibă un factor de calitate ridicat. Într'adevăr pierderile prin magnetizare și cele prin curenți turbionari, din barele sau carcusele de oțel, măresc mult pierderile în miez. În cazul tolelor de forma celor din fig. XIV.10, folosirea barelor de strângere sau a carcusei din oțel poate fi admisă în toate cazurile.

La asamblarea miezului în sămbure cu trepte, pentru mărirea rezistenței mecanice, tolele înguste superioare trebuie să aibă o grosime mai mare. Aceasta ușurează procesul de strângere a miezului și micșorează fenomenul de curbare a tolelor, în intervalul dintre locurile de strângere. Când miezul transformatorului tip manta, se face din material magnetic laminat subțire,

(0,1 — 0,2 mm, sau mai subțire), tolele din margini se confecționează, deasemenea, dintr'un material mai gros, pentru a da miezului o rigiditate mai mare.

Asamblarea miezului în sămbure pentru un transformator mare se execută în afara bobinelor. Mai întâi se assemblează miezul în U, strâns cu ajutorul buloanelor sau niturilor izolate introduse în orificiile ștanțate în tole. Pe baza asamblată în acest fel, se îmbracă și se fixează bobinele, apoi se assemblează prin suprapunere jugul. După terminarea asamblării acesta se strânge similar cu restul construcției. Pentru strângerea jugului se folosește de obicei fier cornier, de lățime convenabilă. O latură se folosește pentru fixarea transformatorului, iar cealaltă pentru montarea izolatorilor de care se fixează capetele înălșurărilor de înaltă tensiune (fig. XIV.17).

În unele cazuri, pentru miezul transformatorului trebuie să se folosească material magnetic laminat foarte subțire (vezi paragraful următor din prezentul capitol). Aceasta, în cazurile când frecvența de lucru a transformatorului este situată în zona frecvențelor de sute de kiloherți sau megaherți; (de exemplu transformatorii de impulsuri, din instalațiile de radiolocație). Grosimea tolelor de material magnetic, pentru care acești transformatori funcționează satisfăcător, variază de la câțiva microni până la câteva zeci de microni. La ștanțarea tolelor și asamblarea miezului din tole ștanțate, o astfel de grosime a materialului provoacă mari dificultăți tehnologice și mărește costul transformatorului.

În aceste cazuri, o metodă mult mai simplă de conecționare a miezului este bobinarea lui dintr'o bandă lungă de material magnetic, de grosimea și lățimea necesară, acoperită pe o parte cu un strat subțire de izolație. După bobinarea acest miez se recoace, pentru a elimina tensiunile inferioare care apar în material în cursul bobinării. Înfășurările cu un astfel de miez se bobinează la bancul special pentru bobinajul toroidal, deoarece miezul nu are tăcetură. Pentru simplificarea bobinării înălșurării, miezul bobinat este uneori tălat în două părți, care se șieluesc, spre a micșora eurentul de magnetizare a transformatorului. După îmbrăcarea înălșurării pe un astfel de miez, jumătățile lui se strâng puternic.

În construcția în manta și în sămbure, miezul bobinat este necesar doar când materialul are o grosime care nu permite ștanțarea și asamblarea. Când grosimea materialului magnetic este de 0,1 — 0,5 mm, miezul ștanțat este mai ușor și mai simplu decât cel bobinat. Excepție fac doar miezurile toroidale; bobinarea lor din bandă este preferabilă, deoarece este mai simplă decât ștanțarea. În cazul unui material texturat care are proprietăți magnetice de înaltă calitate numai într'o singură direcție, confecționarea miezurilor toroidale este posibilă numai prin bobinarea lor din bandă cu proprietăți magnetice înalte în lungul benzii.

Din cauză că în transformatorii de joasă frecvență miezurile toroidale și materialele mai subțiri decât 0,1 mm nu își găsesc aproape deloc utilizare, construcția și tehnologia miezurilor bobinate nu va fi studiată mai amănunțit.

§ XIV.3. Alegerea materialului magnetic pentru miez

Constanta de timp a transformatorului de joasă frecvență și prin urmare dimensiunile lui și cantitatea de materiale consu-

mate pentru construcție, în cazul unei puteri mai mici decât cea critică (paragraful XIV 8), sunt determinate de frecvența de lucru inferioară și de distorsiunile de frecvență admisibile la această frecvență. Dimensiunile transformatorului, cu puterea mai mare decât cea critică, sunt condiționate de inducția maximă admisibilă, din punctul de vedere al distorsiunilor neliniare produse de transformator.

Deaceia, pentru transformatorii de mică putere, în care inducția este neînsemnată, se recomandă folosirea materialelor magnetice cu o permeabilitate inițială cât mai mare posibilă. Aceasta permite să se micșoreze dimensiunile transformatorului și să se reducă consumul de materiale necesare construcției. În cazurile când micșorarea dimensiunilor sau a greutății joacă un rol primordial, trebuie să se folosească permalloy. În transformatorii de intrare care nu au o magnetizare permanentă, trebuie să se folosească permalloy de 78⁰/₀, care posedă o permeabilitate inițială maximă. La transformatorii de cuplaj, folosirea permalloyului de 78⁰/₀ se admite doar în cazurile când miezul transformatorului nu are o magnetizare de curent continuu (de exemplu în montajul cu rezistență și transformator). Este necesar să se noteze că permalloyul de 78⁰/₀ este atât de sensibil la magnetizarea continuă încât nu poate fi folosit pentru transformatorul anodic al montajului în contratimp, obișnuit. O mică diferență între curenții anodici din bratele montajului în contratimp este suficientă pentru ca permeabilitatea inițială a permalloyului să scadă de câteva ori.

Se poate realiza o micșorare a dimensiunilor și greutății transformatorilor cu magnetizare continuă prin folosirea permalloyului de 40—50⁰/₀. În cazul magnetizării continue de circa 5 ÷ 10 amperspire pe centimetru de lungime a miezului, permeabilitatea inițială a permalloyului de 45⁰/₀ la un întregier optim, după cum au dovedit măsurările (fig. XV.25), este 650 ÷ 450 gauss/oersted. În aceleași condiții la oțelurile de transformator aliate, cu permeabilitatea inițială mare, permeabilitatea este de 340 ÷ 260 gauss/oersted, adică aproximativ de 1,8 ori mai mică, iar pentru oțelul 34 AA, de 2,3 ori mai mică. Pe baza concluziilor din paragraful XI.7 se poate conchide că folosirea permalloyului de 45⁰/₀ va permite să se reducă greutatea transformatorului, la o astfel de magnetizare, de $1,8\frac{3}{5}$, adică de 2,4 ori în comparație cu greutatea transformatorului cu miez din oțel aliat, cu permeabilitate mare, și aproximativ de 3,5 ori în comparație cu greutatea transformatorului din oțel 34 AA. În cazul unei magnetizări continue și mai scăzute, greutatea se va reduce și mai mult.

În cazul unei magnetizări continue foarte intense a miezului de aproximativ 25 amperspire și mai mult pe cm, precum și în cazul inducțiilor de lucru foarte mari, dimensiunile și greutatea transformatorului pot atinge valori minime dacă se folosește pentru miez permendur. Dacă cum rezultă din curbele indicate în fig. XV 25, în aceste condiții permendurul are permeabilitatea cea mai ridicată, dintre toate materialele magnetice. Permendurul este însă un aliaj magnetic foarte scump, deoarece conține circa 50% cobalt. De aceea folosirea lui este posibilă numai în cazuri excepționale.

Din cauza marii reduceri a dimensiunilor și greutății, datorită folosirii permalloyului, acesta își găsește o largă utilizare în transformatorii de intrare ai amplificatorilor cu nivel de intrare mic (transformatorii de intrare din amplificatorii pentru microfon și amplificatorii magnetofonelor). Folosirea permalloyului în acest din urmă caz micșorează dimensiunile transformatorului și reduce f.e.m. parazite induse în el, permițând astfel să se mărească banda de reproducere.

Costul ridicat al permalloyului, datorit conținutului ridicat de nichel, scumpește implicit transformatorul. De aceea, în cazurile când prețul are un rol predominant, materialul optim pentru miez este oțelul de transformator cu siliciu, cu permeabilitatea inițială mare, care este letun. Ca exemple de oțeluri de acest tip, produse de industria sovietică, se indică oțelurile Bn-1, Bn-2, Bn-3, dintre care ultimul posedă cele mai bune proprietăți magnetice. Aceste calități de oțeluri sunt însă ceva mai dure și mai fragile decât oțelurile de transformator obișnuite, ceea ce provoacă uzura intensă a ștanțelor.

Experiențele referitoare la tratamentul termic al materialelor magnetice moi, în tole, au dovedit că în cazul unui regim special de recoacere, oțelurile de calitate B4 și Tn au o permeabilitate inițială foarte ridicată.

Folosirea, în aparatul pentru curenți slabi, a oțelurilor ieftine cu o mare permeabilitate inițială va permite realizarea unor importante economii de materiale și de mijloace. De aceea este necesar să se continue lucrările pentru crearea unor calități superioare de oțeluri și pentru ieșinirea lor. Este necesar de asemenea să se elaboreze și să se introducă în producție o tehnologie corectă a tratamentului termic al tolelor ștanțate, sau să se treacă producția de tole standardizate în uzinele care produc aliaje magnetice, executând tot aici și recoacerea tolelor după ștanțare.

Dimensiunile transformatorului de joasă frecvență, cu putere mai mare decât cea critică, sunt în funcție de inducția maximă

admisibilă în miez, din punctul de vedere al distorsiunilor nelineare provocate de transformator. Valoarea permeabilității inițiale a materialului magnetic nu are în acest caz un rol hotărâtor. Pentru a micșora dimensiunile transformatorului este necesar un material care să provoace distorsiuni nelineare mici, la valori mari ale componentei alternative a inducției. Aceste condiții sunt satisfăcute de materialele magnetice cu o mare permeabilitate la inducții mari. Din acest punct de vedere, materialul cel mai convenabil, dintre cele produse de industria sovietică, este oțelul laminat la rece, de calitate XBN. După cum reiese din curbele indicate în capitolul XVIII, acest oțel are coeficienții armonicele de același ordin ca și alte calități de oțeluri, dar permeabilitatea în zona inducțiilor mari este cu $20 \div 30\%$ mai mare. O permeabilitate mare la inducții mari mărește inductanța înfășurării primare a transformatorului, micșorând prin aceasta distorsiunile nelineare. Folosirea acestui oțel pentru construcția transformatorilor de leșire și de modulație puternici, permite să se mărească inducția de lucru reducând astfel consumul de materiale cu câteva zeci de procente. Din cauza pierderilor specifice scăzute și a permeabilității mari în domeniul inducțiilor mari, folosirea oțelului XBN pentru construcția transformatorilor de rețea din aparatajul radio, permite de asemenea să se obțină o importantă economie de material, datorită posibilității de a mări inducția de lucru cu $10 \div 20\%$, respectând randamentul anterior.

Trebue să se aibă în vedere că oțelul XBN are calități magnetice ridicate numai în lungul laminării, deaceia folosirea lui este optimă în cazul când liniile magnetice de forță ale miezului sunt paralele pe toată lungimea lor cu direcția laminării. Aceasta este posibil numai când miezul transformatorului se bobinează din bandă cu direcția de laminare transversală. Tehnologia confecționării transformatorului cu miez bobinat este mult mai complicată și mai scumpă decât a transformatorilor cu miez normal, deaceia nu este rentabilă în cazul transformatorilor mici.

Măsurările efectuate au dovedit totuși că în cazul ștanțării tolelor miezului în manta din foale, prin metoda ștanțării fără deșeuri (fig. XIV.7), cu direcția brațului mijlociu al miezului în lungul laminării, precum și în cazul ștanțării separate a tolelor în E și a jugurilor în lungul laminării, reducerea economiei față de oțelul XBN este foarte mică și se recuperează complet prin simplificarea tehnologiei construirii transformatorului. Curbele permeabilității oțelului XBN în câmpuri continue, în câmpuri alternative și pulsatorii, precum și ale coeficienților armonicele, indicate în fig. XVIII.4, XVIII.7, XVIII.8, XVIII.9, XVIII.12, sunt

pentru miezurile în E ștanțate fără deșeurile, cu direcția brațului mijlociu în lungul laminării.

Când miezul în manta se face din tole ștanțate sau decupate în lungul laminării, proprietățile magnetice ale oțelului XBn rămân aproape aceleași ca în cazul miezului bobinat.

Îmbunătățirea proprietăților magnetice ale oțelurilor de tip XBn permite să se reducă și mai mult dimensiunile și să se mărească randamentul transformatorilor de joasă frecvență și de forță, care lucrează cu inducție ridicată. Folosirea acestui oțel nu realizează totdeauna, în prezent, micșorarea costului transformatorului, deoarece el este mult mai scump decât oțelul de transformator obișnuit (tabela XVIII,2). Reducerea costului care va surveni indiscutabil în cazul măririi producției, va face folosirea lui rentabilă în toate cazurile.

Permendurul este un aliaj de fier și cobalt (B 13), care are la inducții mari o permeabilitate magnetică și mai ridicată decât oțelul XBn. În tratatele asupra aliajelor magnetice se arată că din cauza rezistenței specifice scăzute și a pierderilor mari prin curenți turbionari, permendurul nu își găsește aplicare în câmpuri alternative.

Studiile autorului asupra permendurului sovietic au demonstrat că părerea asupra nerentabilității folosirii permendurului în câmpuri alternative este nejustificată. Există o serie de cazuri de folosire a materialelor magnetice în câmpuri alternative și putatorii, când mărimea pierderilor specifice din material nu are un rol important, de exemplu la transformatorii de joasă frecvență, cum și la bobinele de șoc din filtrele instalațiilor redresoare. În ambele cazuri indicate, folosirea la transformatori a tolelor de permendur cu aceeași grosime ca și cele de oțel permite deseori să se micșoreze dimensiunile și greutatea transformatorului sau a bobinei de șoc proiectate. Folosirea permendurului pentru transformatorul de joasă frecvență, cu puterea mai mare decât cea critică, permite să se mărească inducția admisibilă și prin aceasta să se reducă dimensiunile și greutatea transformatorului.

La bobinele de șoc, folosirea permendurului permite să se micșoreze dimensiunile bobinei de șoc numai în cazul câmpurilor de magnetizare continuă mai mari decât 25 amperspire pe centimetru. În aceste câmpuri, permeabilitatea lui efectivă este mai ridicată decât a tuturor celorlalte materiale magnetice moi (fig. XV.25).

În unele cazuri, miezul transformatorului este util să fie asamblat din două materiale magnetice diferite; de exemplu când trebuie să se ajusteze inductanța înfășurării primare. În

acest caz o parte din tolele folosite pentru asamblarea miezului poate fi dintr'un material cu permeabilitate scăzută, alta dintr'un material cu permeabilitate mare. Folosirea a două materiale magnetice diferite (de exemplu permalloy și oțel XBII) permite să se micșoreze variația caracteristicii de frecvență a transformatorului, când amplitudinea semnalului variază, reducând de asemenea, în anumite condiții, greutatea și dimensiunile transformatorilor de ieșire. Acest mijloc este uneori util la construcția transformatorilor pentru vibratori.

Mai sus s'a indicat că materialele magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență se livrează în formă de tole sau benzi cu grosimea de 0,1÷0,5 mm. Cu cât grosimea tolei de material magnetic este mai mică, cu atât pierderile prin curenți turbionari sunt mai mici. De aceea, factorul de calitate al materialului magnetic crește prin micșorarea grosimii tolei, ceea ce se vede clar din curbele din fig. XVIII.13÷XVIII.18. Atară de aceasta cu cât este mai subțire materialul magnetic, cu atât scade mai încet permeabilitatea lui cu creșterea frecvenței (fig. XI.7 și XI.8). Dar cu cât se laminează mai subțire materialul magnetic respectiv, cu atât el costă mai scump. Confecționarea miezului din material mai subțire revine deci mai scump. De aceea, constructorul trebuie să aleagă just grosimea materialului magnetic pentru transformator, fără a utiliza tole prea subțiri, spre a evita scumpirea transformatorului și fără a folosi tole prea groase ceea ce poate înrăutăți caracteristicile electrice ale transformatorului, sau mări consumul de materiale, din cauza reducerii permeabilității, provocată de fenomenul pelicular.

La transformatorii care nu prezintă fenomenul de rezonanță, în banda frecvențelor de lucru inferioare, nu este necesar un material magnetic cu un factor de calitate ridicat. În aceste cazuri, grosimea materialului magnetic trebuie să se ia astfel, ca la frecvențele de lucru inferioare, să lipsească influența fenomenului pelicular. Această grosime maximă admisibilă a tolei de material magnetic, care este de dorit să fie folosită pentru miez, depinde atât de frecvența de lucru inferioară a transformatorului, cât și de calitatea materialului magnetic. Grosimea se poate alege pe baza curbelor din fig. XI.7 și XI.8, cum și pe baza tabelului de aproximație, indicată mai jos. În tabelă se arată valoarea maximă admisibilă a grosimii tolei magnetice de diferite calități, pentru diverse frecvențe de lucru inferioare.

La transformatorii sau bobinele de șoc care lucrează în circuitele rezonanțe, de exemplu în circuitele amplificatorilor selectivi sau în schema cu rezistențe, și la transformatorii cu o mare pantă a caracteristicii în banda frecvențelor de lucru inferioare, factorul de calitate al materialului magnetic are o

Tabela XIV.4.

Materialul magnetic	Frecvența de lucru inferioară în Hz	Grosimea maximă admisibilă în mm
Oțeluri de transformator $\alpha 4$, B α , XBN	până la 150	0,5
" " " " " "	" " 1000	0,35
Permalloy cu permeabilitatea inițială de circa 2000 gauss/oersted	" " 100	0,5
Idem	" " 500	0,35
Permalloy cu permeabilitatea inițială de circa 10000 gauss/oersted	" " 50	0,5
Idem	" " 100	0,35
Idem	" " 1000	0,1

mare importanță. În aceste cazuri, grosimea tolelor trebuie să se ia astfel, ca să se asigure obținerea calității necesare a circuitului rezonant.

§ XIV.4. Raportul optim între dimensiunile miezului.

La proiectarea miezului pentru transformatorul de joasă frecvență, constructorul trebuie să determine nu numai dimensiunile miezului și ale înfășurărilor, dar și acele raporturi între dimensiunile miezurilor, care vor satisface în mod optim condiția principală constructiv-economică, ce stă la baza proiectării transformatorului.

După cum s'a indicat în § XIII.1, o astfel de condiție poate fi greutatea minimă, sau costul minim, pentru anumite proprietăți electrice.

Prima condiție este primordială în aparatajul mobil compact, precum și într-o serie de aparate cu destinație specială. În aceste cazuri poate fi admisă o oarecare mărime a costului transformatorului, deoarece aceasta se recuperează prin micșorarea greutății și a dimensiunilor, ceea ce ușurează folosirea aparaturii. La proiectarea transformatorilor de greutate minimă, trebuie să se folosească pentru miez materiale magnetice de înaltă calitate: permalloy sau permendur; aceasta permite să se micșoreze simțitor greutatea și dimensiunile, păstrând proprietățile electrice ale transformatorului.

Greutatea transformatorului se compune din greutatea în-

înfășurătorilor și greutatea miezului. O analiză amănunțită dovedește (L.16) că la aceleași proprietăți electrice, greutatea transformatorului de joasă frecvență se abține minimă, în cazul când greutatea miezului depășește greutatea înfășurătorilor de 2 : 2,5 ori. Raportul dintre greutatea miezului și greutatea înfășurătorilor depinde de o serie de mărimi, printre care figurează raportul dintre suprafața secțiunii conductorului magnetic și suprafața ferestrei miezului. Deaceia la proiectarea transformatorului de greutate minimă, în afară de folosirea unui material de înaltă calitate, constructorul trebuie să tindă la alegerea celui raport dintre secțiunea conductorului magnetic și suprafața ferestrei miezului, pentru care greutatea miezului va fi mai mare decât greutatea înfășurătorilor de 2 : 2,5 ori. În cazul sârmei izolate cu email, al valorilor normale ale coeficientului de umplere a ferestrei miezului prin cuprul înfășurătorilor și în cazul materialelor magnetice folosite (oțeluri de transformator sau aliaje de tip permalloy), raportul necesar dintre greutatea miezului și greutatea înfășurătorilor se obține când suprafața ferestrei miezului în manta depășește secțiunea circuitului magnetic, aproximativ de două ori.

Condiția costului minim este primordială pentru transformatorii destinați instalării în aparatajul staționar, la transformatorii aparatelor de radiorecepție de uz casnic, transformatorii aparatului cinematografului sonore și al echipamentelor studiourilor. Pentru aparatajul produs în serie de exemplu la receptorii de radio, aceeași condiție este deosebit de importantă. Condiția costului minim obligă pe constructori să tindă spre folosirea materialelor, care asigură costul minim. În acest caz, se folosesc de obicei, pentru miez, oțeluri de transformator. Greutatea și dimensiunea transformatorului se obțin astfel mult mai mari decât în cazul folosirii aliajelor speciale, dar costul materialului consumat pentru construirea transformatorului se reduce totuși, deoarece oțelurile de transformator costă mult mai puțin decât permalloyul.

Totuși, în unele cazuri folosirea permalloyului în transformatorul de cost minim este necesară, deși aceasta poate provoca o oarecare creștere a costului; un exemplu ar fi transformatorii de intrare, din amplificatorul microfoniei, unde folosirea permalloyului este necesară pentru reducerea sensibilității transformatorului față de câmpurile magnetice exterioare.

Analiza dovedește (B 16) că transformatorul cu anumite proprietăți electrice are costul minim în cazul când costul conductorilor înfășurătorilor este aproximativ egal cu costul materialului miezului, sau îl depășește puțin.

Când se folosesc pentru miez oțelurile de transformator obișnuite (O4, B11, XB11) și când se utilizează pentru înfășurări conductori emallați, care dau un coeficient de umplere a ferestrei miezului de circa 0,8, diferența minimă între costul miezului și al înfășurărilor și prin urmare și costul minim al transformatorului, se obține dacă raportul dintre suprafața ferestrei și secțiunea circuitului magnetic este de aproximativ $0,8 \div 1,1$ adică aproximativ la egalitatea suprafețelor.

Când se folosesc pentru miez aliaje de tip permalloy, pentru a menține egalitatea dintre costul miezului și al înfășurărilor, suprafața ferestrei trebuie să fie mult mai mare decât suprafața secțiunii miezului, deoarece permalloyul costă mult mai mult decât oțelurile de transformator. Calculele dovedesc că în acest caz, egalitatea costului înfășurărilor și miezului, deci și costul minim al transformatorului, se obține atunci când suprafața ferestrei este de $10 \div 15$ ori mai mare decât suprafața secțiunii miezului.

Din cele afirmate reiese că nu este adaptabil un singur tip de tola pentru transformatorul de cost minim, dacă se folosește atât oțel de transformator, cât și permalloy. Tola pentru miezul din oțel de transformator trebuie să aibă o suprafață mică a ferestrei și o lățime mare a brațului, iar tola din permalloy trebuie să aibă o lățime mică a brațului, și o mare suprafață a ferestrei. Tola pentru miezul de transformator cu greutatea minimă este intermediară între aceste două extreme.

Când se utilizează tola ștanțată fără deșeurile, care a obținut o largă răspândire în ultimii ani (tola după norma CT-360A), se obține pentru o grosime a pachetului egală cu lățimea brațului mijlociu ($y_2 = y_1$), un raport între suprafața ferestrei și secțiunea miezului, egal cu 0,75. La o grosime de pachet egală cu 1,5 din lățimea brațului mijlociu, acest raport scade până la 0,5. După cum rezultă din aceste cifre, tola CT-360 A este absolut inutilizabilă pentru transformatorii de greutate minimă, sau chiar pentru transformatorii de cost minim, cu miez din oțel de transformator, deoarece are o suprafață a ferestrei prea mică. Această condiție este bine cunoscută constructorilor care proiectează transformatori cu astfel de tole.

Deaceia, pentru a asigura posibilitatea construirii transformatorilor cu costul și greutatea minimă este necesar să existe în producție nu numai un singur tip de tole de transformator, ci cel puțin două tipuri: unul cu fereastră mică și altul cu fereastră mare. În ce privește tola CT-360 A, a cărei calitate unică este lipsa deșeurilor la ștanțare, ea trebuie să fie înlocuită cu tola care satisface mai bine condiția costului minim, ce dă o

economie de material și este de asemenea fără deșeurile (vezi sfârșitul prezentului paragraf).

În afară de cele două condiții constructiv economice indicate mai sus și anume a greutateii și a costului minim, transformatorul trebuie de asemenea să aibă un volum minim. Calculule demonstrează că această condiție este aproape satisfăcută în cazul egalității dintre suprafața ferestrei și suprafața secțiunii miezului. Deoarece această condiție se întâlnește foarte rar în practică, ea nu va fi studiată mai amănunțit.

În unele cazuri, se pun condiții speciale la construcția transformatorului. Uneori este necesar să se protejeze transformatorul de o formă neobișnuită, deoarece trebuie să încapă într'un loc cu anumite dimensiuni, care a rămas în interiorul aparatului, după montarea tuburilor și a altor piese. În aceste cazuri, desigur, trebuie să se admită derogări dela relațiile optime pentru a satisface condiția pusă.

Condiția greutateii minime, sau a costului minim, poate fi îndeplinită prin alegerea relației corespunzătoare, între suprafața ferestrei miezului și secțiunea conductorului magnetic, ceea ce duce la raportul optim între cantitățile de materiale active consumate pentru construirea transformatorului: material magnetic și conductori pentru înfășurare. Totuși, calculele dovedesc că dacă la un anumit consum de material magnetic și de conductori, în înfășurare se variază de exemplu raportul dintre înălțimea ferestrei și lățimea ei, constanța de timp a transformatorului va varia și ea și la un raport anumit, între înălțimea ferestrei și lățimea ei, constanța va fi maximă. Tot așa există un anumit raport între grosimea pachetului de tole și lățimea brațului, la care se obține constanța de timp maximă a transformatorului, pentru un anumit consum de materiale. În cazul relațiilor optime între dimensiunile miezului, constanța de timp condiționată de cerințele electrice se poate obține cu un consum minim de materiale. Determinarea formei optime a tolei miezului are o importanță practică deosebită atât pentru transformatorii de greutate minimă cât și pentru cei cu costul minim. Ea permite să se reducă la minim consumul de materiale, în cazul proprietăților electrice respective ale transformatorilor.

Determinarea relațiilor optime în ce privește dimensiunile miezului este foarte complexă, deoarece depinde de un mare număr de variabile; pentru a studia mai amănunțit această temă, (din cauză că este prea vastă) să examinăm pe scurt rezultatele lucrărilor efectuate în acest scop, care permit să se aleagă corect forma optimă a tolei de transformator.

În acest sens, s'a efectuat calculul constantelor de timp a transformatorului, construit dintr-o cantitate determinată de materiale active, luând valori diferite pentru două dintre dimensiuni (de exemplu pentru raporturi diferite între înălțimea ferestrei și lățimea ei). S'au efectuat astfel de calcule pentru diferite raporturi dintre suprafața ferestrei și secțiunea brațului, în funcție de datele obținute prin calcul sau determinate grafic.

Complexitatea acestor calcule constă în aceea că schimbarea raportului dintre două dimensiuni provoacă o mică variație a cantității de conductori pentru înfășurare și de material magnetic folosit. Aceste variații trebuie excluse, printr-o variație a tuturor dimensiunilor geometrice ale transformato-

ului, care să păstreze nemodificat consumul de materiale necesare pentru construcția transformatorului.

În fig. XVI.18 este dată curba constantei de timp a transformatorului cu miez în manta, calculată în acest fel la un consum constant de materiale și pentru un raport variabil între înălțimea ferestrei și lățimea ei. În abscisă este trecut raportul

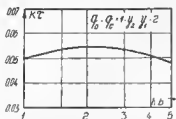


Fig. XIV.18. Constanta de timp, în funcție de raportul dintre înălțimea ferestrei și lățimea ei.

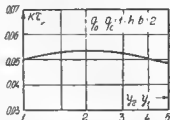


Fig. XIV.19. Constanta de timp, în funcție de raportul dintre grosimea pachetului miezului și lățimea brațului.

dintre înălțimea ferestrei și lățimea ei, iar în ordonată un factor proporțional cu constanta de timp a transformatorului.

Curba arătată demonstrează că atunci când raportul dintre înălțimea ferestrei și lățimea ei variază, constanta de timp a transformatorului atinge un maxim, pentru care materialul activ este folosit în mod optim. Din curbe se vede că raportul optim dintre înălțimea ferestrei și lățimea ei este situat între 1,5 și 3.

În fig. XIV.19 se redă o altă curbă, calculată pentru transformatorii cu o cantitate constantă de materiale active. Aici, în

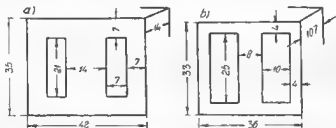


Fig. XIV.20. Dimensiunile miezurilor : a) E-14X14 din tole conform normei CT-360A; b) miez special cu fereastra mărită. Ambele miezuri au aceeași constantă de timp.

abscisă este trecut raportul dintre grosimea pachetului miezului y_2 și lățimea brațului y_1 . Curba dovedește că raportul optim dintre y_2 și y_1 este situat între limitele 1,5 până la 3,0, pentru raporturi între suprafața ferestrei și secțiunea brațului, curente în practică.

Cât de nerațională este folosirea tolei fără deșeuri, după norma CT-360 A, pentru transformatorii cu miez din permalloy și ce cantitate de nichel se cheltuește prin aceasta inutil, se poate vedea din exemplul de calcul indicat mai jos pentru transformatorul cu tola CT-360 A și pentru transformatorul cu aceeași constantă de timp, asamblat dintr'un tip special de tola, mai avantajos.

Să presupunem că proprietățile electrice (sau echivalentul acestora, constanta de timp) sunt satisfăcătoare la transformatorul cu miezul E14, după norma CT-360 A (fig. XIV.20, a); pachetul de tole are grosimea de 14 mm și este format din tole de permalloy 78% de 0,35 mm, cu permeabilitatea inițială de 8000 gauss/oersted și greutatea specifică 8,8. În conformitate cu tabela XIV.3 coeficientul de umplere a miezului va fi egal cu 0,88. Costul permalloyului se va considera convențional 100 ruble pe kg.

Să presupunem că ambele înfășurări ale transformatorului se bobinează din conductor ПЭЛ -1 de 0,15 mm, diametrul împreună cu izolația fiind de 0,165 mm, coeficientul de umplere al înfășurării $K_{Cu} = 0,7$ și costul, conform tabelii XVII.3, 26,6 ruble pe kg.

În aceste condiții, miezul transformatorului va avea următoarele date:

Suprafața tolei miezului — 11,76 cm²

Secțiunea netă a miezului — 1,725 cm²

Volumul net al materialului magnetic — 14,5 cm³

Greutatea miezului — 127,4 g

Costul materialului miezului — 12,74 ruble

Lungimea liniei de forță medie — 7,8 cm

Presupunând că se rezervă pentru izolația față de miez, izolația între înfășurări și distanța între înfășurare și marginea ferestrei 2,5 mm din cel 7 mm al lățimii ferestrei, rămân pentru grosimea înfășurării: $b_b = 4,5$ mm. Lăsând câte 2,5 mm din lungimea ferestrei rezervă în fiecare parte, pentru pereții laterali ai carcaset, sau o rezervă de margine, în cazul înfășurătorilor fără carcasă, se obține înălțimea bobinelor $h_b = 16$ mm. Atunci, ambele bobinaje vor avea un număr de spire egal cu:

$$w = \frac{b_b h_b k_{Cu}}{d_{iz}^2} = \frac{4,5 \cdot 16 \cdot 0,7}{0,165^2} = 1850^*)$$

Lungimea spirei medii a transformatorului va fi de 7,33 cm. Lungimea totală a conductorului va fi de 135,5 m. Conform standardului pentru conductori de înfășurări (vezi anexa) rezistența și greutatea conductorului vor fi 134 Ω și respectiv 21,8 g. Costul conductorului va fi de 0,58 ruble, iar inductanța înfășurărilor, legate în serie, va fi:

$$L_1 = \frac{0,4 \pi \mu_0 w^2 q_0}{10^8 l_{med}} = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 8000 \cdot 1850^2 \cdot 1,725}{10^8 \cdot 7,8} = 75,9 \text{ H}$$

Constanta de timp a ambelor înfășurări ale transformatorului va fi:

$$\tau = \frac{L}{r} = \frac{75,9}{134} = 0,566 \text{ s}$$

În ce privește miezul cu dimensiunile indicate în fig. XIV.20 b, și grosimea pachetului cu tole de 10,7 mm, datele vor fi următoarele:

*) Se notează cu d_{iz} diametrul conductorului izolat. N. T.

Suprafața tolei — 6,88 cm²

Secțiunea netă a miezului — 0,752 cm²

Volumul net al materialului magnetic — 6,47 cm³

Greutatea miezului — 57 g

Costul materialului miezului — 5,7 ruble

Lungimea firei de lăță medie — 8,26 cm

Presupunând pentru izolație, ca și în calculul precedent, 2,5 mm și pentru rezerva din margini câte 2,5 mm pentru o parte, și folosind pentru înfășurare conductorul ПЭЛ-1 de 0,17 mm, care împreună cu izolația are 0,185 mm, obținem numărul de spire:

$$w = \frac{7,5 \cdot 20 \cdot 0,7}{0,185^2} = 3068.$$

La o lungime a spirei medii de 6,41 cm, lungimea totală a conductorului este de 197 m, rezistența lui 152 Ω greutatea 40,5 g, iar costul, la prețul de 23 ruble pe kg, conform tablei XVIII. 3, de 0,93 ruble.

Inductanța înfășurărilor transformatorului legate în serie va fi:

$$L = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 8000 \cdot 3068^2 \cdot 0,752}{10^9 \cdot 8,26} = 86 \text{ H}$$

iar constanta lui de timp:

$$\tau = \frac{L}{r} = \frac{86}{152} = 0,566 \text{ s}$$

adică aceeași ca și în prima alternativă de calcul. Să sintetizăm datele obținute pentru ambii transformatori, în tabela XIV.5.

Tabela XIV.5.

Mărimea	Miezul conform fig. XIV.20 a (E-14)	Miezul conform fig. XIV.20 b
Greutatea miezului	127,4 g	57 g
Greutatea conductorului	21,8 g	40,5 g
Greutatea totală a materialelor active	149,2 g	97,5 g
Costul materialului miezului	12,74 ruble	5,7 ruble
Costul conductorului	0,58 "	0,93 "
Costul total al materialelor active	13,32 "	6,63 "

Compararea rezultatelor obținute dovedește că în cazul unei forme mai raționale, consumul de permalloy pentru transformator se micșorează.

șorează de 2,24 ori, cosiul total al materialelor active scade de 2,01 ori, și greutatea transformatorului se micșorează de 1,53 ori.

În anul 1937, autorul a indicat (B.6) că micșorarea lățimii brațului mijlociu al miezului în manta, în comparație cu lățimea jugului (a brațelor laterale și a jugului de acoperire), permite să se reducă mult consumul de materiale pentru transformatorul de joasă frecvență, păstrând constanta lui de timp și prin urmare și proprietățile lui electrice. Analiza a dovedit că raportul optim dintre lățimea jugului și lățimea brațului este situat între 0,6 și 0,75 și depinde de raportul dintre suprafața ferestrei și secțiunea brațului.

Consumul de materiale, pentru transformatorul cu jug lătit (ceeace echivalează cu micșorarea lățimii brațului), este cu $10 \div 20\%$ mai mic decât la transformatorul cu aceleași proprietăți electrice, dar cu lățimea jugului egală cu jumătatea lățimii brațului.

Reducerea consumului de materiale prin tăierea jugului se realizează datorită cauzelor expuse mai jos. La un anumit volum al materialului miezului, micșorarea lățimii brațului și folosirea materialului rămas pentru tăierea jugului, cauzează o creștere neînsemnată a reluctanței circuitului magnetic. De aceea, inductanța înfășurării transformatorului rămâne practic aceeași, dacă numărul spirelor este invariabil. Totuși, reducerea lățimii brațului micșorează lungimea spirei medii a înfășurărilor. Ca rezultat, scade rezistența înfășurărilor și se reduce consumul de conductori. Realizând mărirea consumului de conductori până la valoarea inițială, prin mărirea diametrului conductorului, rezistența înfășurărilor scade și mai mult. Prin urmare, constanta de timp a transformatorului, egală cu raportul inductanței înfășurărilor față de rezistența lor, se mărește când cantitatea de materiale consumate pentru construirea transformatorului rămâne constantă. Micșorând în mod proporțional toate dimensiunile geometrice ale transformatorului, până la obținerea constantelor de timp a transformatorului cu jugul de lățimea anterioară, se obține un transformator cu caracteristicile electrice inițiale, dar cu un consum de materiale mai scăzut.

Îmbinarea cerințelor de lățire a jugului și a ștanțării fără deșeuri, permite să se creeze o tolă mult mai adecvată pentru miezul în manta, decât tola CT-360 A. Pentru obținerea unei astfel de tole este necesar să se stabilească în prealabil un anumit raport între lățimea jugului și lățimea brațului, în limitele indicate mai sus (de exemplu 0,65) și să se stabilească astfel dimensiunile ferestrei, încât partea poansonată să servească drept jug, pentru tolele în formă de E. În fig. XIV.21 este reprezentată o nouă tolă, care are raportul dintre lățimea jugului și lățimea brațului 0,65. Miezul asamblat din aceste tole are un raport mai mare între suprafața ferestrei și secțiunea miezului decât miezul din tole obișnuite ștanțate fără deșeuri. Pentru o grosime de pachet egală cu lățimea brațului mijlociu, raportul

dintre suprafața ferestrei și secțiunea brațului este egal cu 1,17. În cazul unei grosimi a pachetului mai mare de 1,5 ori, raportul este de 0,78. Compararea acestor cifre cu datele indicate mai sus dovedește că tola nouă dă absolut aceleași relații, necesare pentru transformatorul cu costul minim și cu un miez din oțel de transformator. Pentru a ilustra cât de avantajoasă este tola stanțată fără deșeurile, cu jug lătit, în comparație cu tola CT-360 A, se indică mai jos un exemplu de calcul pentru transformatori cu aceeași constantă de timp, confecționat din aceste tole.

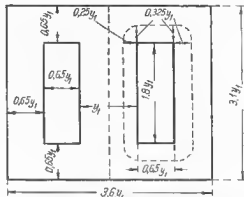


Fig. XIV.21. Relațiile dintre dimensiunile tolelor stanțate fără deșeurile, cu jug lătit.

Să presupunem convenabile proprietățile electrice ale transformatorului cu miez E-18 x 25, cu tole CT-360 A, (fig. XIV.22a) din oțel de transformator ВП-3 de 0,35 mm. La un coeficient de umplere al miezului de 0,88, greutatea specifică a oțelului 7,55, și costul de circa 4 ruble pe kg (lăsând seama de costul deșeurilor), miezul va avea următoarele date:

- Suprafața tolei — 19,5 cm²
- Grosimea netă a pachetului — 2,2 cm
- Volumul materialului magnetic — 42,9 cm³
- Greutatea materialului magnetic — 32,4 g
- Costul materialului miezului — 1,3 ruble
- Secțiunea netă a miezului — 3,96 cm²
- Lungimea liniei medii de forță — 10 cm

Lăsând la margini, în ambele părți ale ferestrei, o rezervă de 3 mm pentru pereți laterali ai carcasei sau pentru bobinarea incompletă și 3 mm în grosimea bobinei, pentru izolație și pentru rezervă, în cazul conductorului 0,15 ПЭЛ-2 (diametrul împreună cu izolația 0,165 mm, costul 22,5 ruble pe kg, coeficientul de umplere al bobinajului 0,7) bobina transformatorului va avea:

- Numărul de spire — 3420.
- Lungimea spirei medii — 0,96 cm
- Lungimea totală a conductorilor — 355 m
- Rezistența conductorului — 3,1 Ω
- Greutatea conductorului — 56 g
- Costul conductorului — 1,26 ruble

Pentru o permeabilitate inițială de 600 gauss/oersted, inductanța înfășurării va fi:

$$L = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 600 \cdot 3240^2 \cdot 3,96}{10^9 \cdot 10} = 31,3 \text{ H}$$

iar constanta de timp :

$$\tau = \frac{31,3}{561} = 0,0892 \text{ s}$$

Transformatorul cu miezul ștanțat fără deșeuri, dar cu jug lățit, repre-

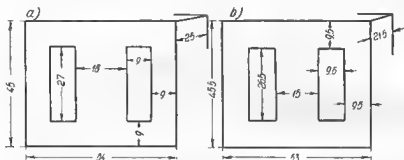


Fig. XIV.22. Miezul obișnuit ștanțat fără deșeuri, E-18x25 și miezul E-15x21,5 ștanțat fără deșeuri, cu jug lățit. Ambele miezuri au același constantă de timp

zentat în fig. XIV. 22 h, cu o grosime a pachetului de 21,5 mm, are următoarele date electrice :

- Suprafața tolei — 19,1 cm²
- Grosimea netă a pachetului — 1,89 cm
- Volumul materialului magnetic — 36 cm³
- Greutatea materialului magnetic — 272 g
- Costul materialului miezului — 1,09 ruble
- Secțiunea netă a miezului — 2,83 cm²
- Lungimea raportată a inel medii de forță — 8,48 cm

Lăsând aceleași rezerve pentru pereții laterali și pentru izolațiile la bobinarea cu același conductor, înfășurarea transformatorului va avea datele următoare :

- Numărul de spire — 3425
- Lungimea spirei medii — 9,82 cm
- Lungimea totală a conductorului — 336 m
- Rezistența conductorului — 332 Ω
- Greutatea conductorului — 53 g
- Costul conductorului — 1,19 ruble

Calculând inductanța înfășurării rezultă că este egală cu 29,6 H, ceea ce la rezistența de 332 Ω dă o constantă de timp de 0,0892 adică aceeași ca în primul caz. Datele obținute sunt redată în tabela XIV.6.

Tabela XIV.6.

Mărimea	Transformatorul cu miez ştanţat, fără deşeuri E-18 după CT-360 A	Transformatorul cu miez ştanţat fără deşeuri E-15 cu jug lăţit
Greutatea miezului	324 g	272 g
Greutatea conductorului	56 g	53 g
Greutatea totală a materialului	380 g	325 g
Costul materialului miezului	1,3 ruble	1,09 ruble
Costul conductorului	1,26 „	1,19 „
Costul total al materialului	2,56 „	2,28 „

Din tabelă reiese că lărgimea jugului a micşorat consumul de materiale, greutatea şi costul transformatorului. Greutatea materialelor active s'a micşorat de 1,17 ori, consumul de oţel de transformator de 1,19 ori, costul materialelor consumate s'a redus de 1,12 ori, păstrându-se integral caracteristicile electrice ale transformatorului.

Din exemplul indicat se poate conchide cu uşurinţă că îmbinarea principiului ştanţării fără deşeuri cu lărgirea jugului şi standardizarea tolelor miezurilor în manta de acest tip, pentru transformatorii cu miez din oţel de transformator, permite să se economisească o mare cantitate de oţel de calitate şi de conductori, în întreprinderile producătoare de aparataj pentru curenţi slabi.

Raportul optim dintre suprafaţa ferestrei miezului şi secţiunea lui, la un transformator în sămbure cu costul minim, este mult mai mare decât pentru tipul în manta, fiind situat între 1,5 şi 2,5. Explicaţia constă în aceea că transformatorii de leşire de putere, care folosesc miezul în sămbure, au un coeficient de umplere a ferestrei mai mic, din cauza tensiunilor de lucru înalte. La aceşti transformatori, raportul optim între înălţimea ferestrei şi lăţimea ei este dimpotrivă mai mic. În practică, el se ia între 2 şi 2,5, pentru micşorarea inducţiei de scăpări, deşi valoarea optimă a acestui raport este şi mai mică.

Raportul optim dintre grosimea pachetului miezului în sămbure şi lăţimea braţului este situat între 1,2—1,7. Acestea sunt valorile care se folosesc de obicei în practică.

XIV. 5. Determinarea dimensiunilor geometrice ale miezului.

Prima problemă pe care trebuie s'o rezolve constructorul, după alegerea materialului magnetic şi a tipului miezului este

determinarea dimensiunilor lui. Dimensiunile miezului pot fi calculate după constanta de timp a înfășurării primare, obținută din calculul electric (pentru transformatorii de mică putere), sau după inducția maximă admisibilă la frecvența de lucru înfășurătoare (pentru transformatorii cu putere superioară celei critice). Această problemă poate fi rezolvată prin două metode:

a) prin alegerea, conform tabelului, a datelor principale ale miezului, convenabile din punct de vedere al constantelor de timp sau a inducției maxime;

b) din calculul dimensiunilor miezului, pe temelul condițiilor constructive și al curbelor relațiilor optime dintre dimensiuni.

În producție se folosește de obicei prima metodă, iar transformatorul se proiectează pe baza unuia din miezurile folosite de înțepinderea respectivă. Aceasta permite să se reducă cheltuielile legate de confecționarea sculelor și pieselor noi.

Metoda a doua se folosește mult mai rar; ea se aplică la elaborarea standardelor pentru tolele de transformator, precum și la elaborarea și confecționarea transformatorilor cu proprietăți speciale, pentru care nu se poate alege un miez convenabil, dintre cele standardizate. Să trecem acum la studiul determinării dimensiunilor miezului, pentru ambele cazuri,

1. Alegerea după tabelă a miezului pentru transformatorul în manta, fără magnetizare de curent continuu

Când se alege miezul pentru transformator, conform tabelului, se determină întâi valoarea constantei de construcție a miezului;

$$A = \frac{\tau_1}{\mu_{\sim i}} = \frac{L_1}{r_1 \mu_{\sim i}}, \quad (\text{XIV.2})$$

în care: $\mu_{\sim i}$ este permeabilitatea inițială a materialului magnetic ale; pentru miez, a cărui valoare se ia după tabela XI.1.

τ_1 este constanta de timp a înfășurării primare, egală cu raportul dintre inductanța înfășurării primare și rezistența ei.

A este constanta de construcție a miezului.

După ce se determină valoarea constantei de construcție, se alege, din tabela datelor miezurilor (tabela XVIII.5), un miez a cărui constantă de construcție să fie egală, sau puțin mai mare decât cea găsită. La alegerea miezului se ține seama de condițiile constructive: costul sau greutatea minimă, ștanțarea fără deșeurile, existența tipului respectiv de tole în producție, etc.; pentru aceasta miezurile din tabelă sunt separate în grupuri.

Dacă miezul se alege pentru un transformator de leșire cu o putere mai mare decât câțiva wați, inducția poate depăși pe cea admisibilă. Miezul ales trebuie să se verifice la inducția maximă. Pentru aceasta, se poate folosi expresia obținută anterior, care permite să se calculeze cu aproximație inducția maximă în miez, la frecvența de lucru interioară, în funcție de dimensiunile lui :

$$B_{mi} = \frac{2,54 \cdot 10^5}{w_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1} (1 - \eta)}} \quad (\text{XIV.3})$$

entru transformatorul care lucrează în clasă A și :

$$B_{mt} = \frac{3,45 \cdot 10^5}{w_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1} (1 - \eta)}} \quad (\text{XIV.4})$$

pentru transformatorul care lucrează în clasă B.

Puterea P aplicată transformatorului și randamentul η se iau din datele calculului electric. Mărimile q_c , l_{Cu1} , q_{Cu1} , se iau din tabela cu datele miezului, presupunând $l_{Cu1} = l_{Cu2}$.

Dacă inducția rezultă prea mare, se ia miezul cu dimensiuni mai mari care dă la verificare o valoare admisibilă pentru inducție. Valorile aproximative pentru inducția admisibilă sunt: 5000 ÷ 7000 gauss la transformatorii de mică putere (până la câțiva wați); 7000 ÷ 9000 gauss la transformatorii de putere medie și 9000 — 11000 gauss la transformatorii de mare putere (sute de wați și kilowați). Aceste cifre pot servi doar pentru orientare, deoarece distorsiunile nelineare produse de transformator și prin urmare și inducția admisibilă depind de distorsiunile de frecvență ale transformatorului, la frecvențele inferioare. Corectitudinea alegerii inducției admisibile se poate controla numai după calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului.

2. Alegerea după tabelă a miezului pentru transformatorul în manta cu magnetizare de curent continuu

Dimensiunile miezului se măresc deoarece permeabilitatea materialului magnetic scade în cazul magnetizării de curent continuu, când în miezul transformatorului este necesar să se introducă un întrefier. În acest caz constanta de construcție a miezului se determină din expresia :

$$A = \frac{\tau_1}{\mu_{ai}} \quad (\text{XIV.5})$$

în care μ_{oi} este permeabilitatea inițială efectivă a materialului magnetic ales pentru miez (permeabilitatea inițială, luând în considerație întrefierul optim). Valoarea aproximativă pentru μ_{oi} se determină din fig. XI.14, stabilind în prealabil, pentru transformatorul calculat, mărimea $L_1 I_0^2$, în care L_1 este inductanța necesară a înfășurării primare, în henry, iar I_0 este componenta continuă a curentului înfășurării primare, în amperi. Alegerea miezului după valoarea constantelor de construcție se efectuează la fel ca în cazul precedent. Dacă puterea transformatorului depășește mai mulți wați, acesta trebuie verificat la inducția maximă. De asemenea dacă inducția depășește valoarea admisibilă se vor mări dimensiunile miezului.

3. Calculul dimensiunilor miezului în manta

Când se proiectează miezul, după anumite condiții de construcție, se pleacă de la relațiile dimensionale stabilite pe baza considerațiilor constructive și a curbelor relațiilor optime, iar dimensiunile se exprimă printr-o mărime oarecare (de obicei lățimea brațului mijlociu y_1). Substituind valorile, exprimate prin y_1 , în formula constantei de timp se rezolvă expresia obținută în raport cu y_1 . După aceea se determină și celelalte dimensiuni. Să studiem ca exemplu determinarea dimensiunilor miezului în manta, pentru costul minim, folosind ca material magnetic oțelul de transformator aliat.

În acest caz, după cum s'a mai indicat, poate fi folosită tola stanțată fără deșeuri, cu jug iărit. Plecând de la raportul dintre lățimea jugului și lățimea brațului, egal cu 0,65, și raportul dintre y_2 și y_1 egal cu 1,5, se obține miezul cu următoarele date: secțiunea netă a brațului miezului:

$$q_c = y_1 y_2 k_m = y_1 \cdot 1,5 y_1 k_m = 1,5 y_1^2 k_m. \quad (\text{XIV.6})$$

Suprafața ferestrei miezului:

$$q_o = hb = 1,8 y_1 \cdot 0,65 y_1 = 1,17 y_1^2. \quad (\text{XIV.7})$$

Secțiunea netă a cuprului înfășurării primare:

$$q_{Cu1} = q_o f_{Cu1} = 1,17 y_1^2 f_{Cu1}, \quad (\text{XIV.8})$$

în care f_{Cu1} este coeficientul de umplere a ferestrei miezului prin cuprul înfășurării primare. Presupunând înălțimea înfășurărilor (împreună cu grosimea izolației) egală cu 0,55 y_1 , vom găsi lungimea splinei medii a transformatorului, din expresia:

$$l_{Cu} = 2y_1 + 2y_2 + 0,55 y_1 \pi = 6,73 y_1 \approx l_{Cu1} \approx l_{Cu2}. \quad (\text{XIV.9})$$

Lungimea raportată a liniei de forță se determină substituind în expresia (XV.22) lungimile porțiunilor de circuit magnetic, conform fig. XIV 21, și a valorii $y_3 = 0,65 y_1$:

$$l_{med} = 1,8y_1 + \frac{y_1}{2 \cdot 0,65y_1} \left[1,8y_1 + 2 \cdot 0,65y_1 + \frac{\pi \cdot 0,65 y_1}{2} + \frac{\pi (0,25y_1 + 0,5 \cdot 0,65 y_1)}{2} \right] = 5,67 y_1. \quad (XIV.1c)$$

Fracția a doua din paranteză determină lungimea curbei de racordare a liniei de forță, la trecerea din braț în jug, ca fiind egală cu a unui sfert de cerc a cărui rază este egală cu media aritmetică între un sfert din lățimea brațului și jumătate din lățimea jugului. Prima fracție determină lungimea curbei de racordare la trecerea din jug în miez, ca fiind egală cu a unui sfert de cerc a cărui rază este jumătate din lățimea jugului.

Substituind valorile obținute în formula constantei de timp a înfășurării primare a transformatorului, va rezulta:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = 7,2 \cdot 10^{-3} \mu \sim \frac{q_c q_{C01}}{l_{med} l_{C01}} = \frac{7,2 \cdot 10^{-3} \mu \sim 1,5 y_1^2 k_m \cdot 1,17 y_1^2 f_{C01}}{5,67 y_1 \cdot 6,73 y_1} = 3,31 \cdot 10^{-4} \mu \sim y_1^2 k_m f_{C01}. \quad (XIV.11)$$

Determinând de aici pe y_1 se obține formula care permite să se calculeze y_1 și prin urmare toate celelalte dimensiuni ale miezului de acest tip, după constanța de timp și permeabilitatea materialului miezului. Pentru transformatorul de mică putere, care lucrează fără magnetizare continuă, valoarea de calcul a permeabilității este permeabilitatea inițială, iar y_1 se determină din expresia:

$$y_1 = \sqrt{\frac{3,02 \cdot 10^3 \tau_1}{k_c f_{C01} \mu_{ai}}} \quad (XIV.12)$$

Dacă transformatorul lucrează cu magnetizare continuă, în locul permeabilității inițiale se introduce permeabilitatea efectivă, și y_1 se calculează din formula:

$$y_1 = \sqrt{\frac{3,02 \cdot 10^3 \tau_1}{k_c f_{C01} \mu_{ei}}} \quad (XIV.13)$$

Valorile μ_{ei} , k_m , f_{C01} , μ_{ai} care se substituie în aceste formule seiau corespunzător din tabelele XI.1, XIV.3, XIV.6 și din fig. XI.14.

Dacă miezul se calculează pentru transformatorul cu putere mai mare decât câțiva wați, el trebuie verificat la inducția

maximă, la frecvența de lucru inferioară. Verificarea se execută după formulele (XIV.3) sau (XIV.4), în funcție de clasa în care funcționează transformatorul calculat. Dacă în cursul verificării se va dovedi că inducția este mare, y_1 se mărește până la obținerea inducției admisibile.

După calcularea lui y_1 este ușor să se determine toate celelalte dimensiuni ale miezului, în funcție de relațiile adoptate în calcul:

$$y_2 = 1,5y_1; \quad h = 1,8y_1; \quad b = 0,65y_1; \quad y_3 = 0,65y_1. \quad (\text{XIV.14})$$

4. Calculul dimensiunilor miezului în sâmbure

După cum s'a arătat mai sus, miezul în sâmbure se utilizează mai ales la transformatorii de ieșire de putere medie și mare, a căror putere este aproape totdeauna superioară celei critice, și care funcționează de obicei în clasă B. Deaceia, dimensiunile miezului în sâmbure se determină în funcție de valorile limită admisibile ale inducției, la frecvența de lucru inferioară. Ele pot fi determinate cu ajutorul expresiei (XIV.4).

Pentru determinarea dimensiunilor miezului în sâmbure, cu secțiunea brațului dreptunghiulară, se propun următoarele relații dimensionale, conform datelor indicate mai sus:

$$\frac{hb}{y_1 y_2} = 2; \quad \frac{y_2}{y_1} = 1,5; \quad \frac{h}{b} = 2,5 \quad (\text{XIV.15})$$

De aici se determină y_2 , b și h :

$$y_2 = 1,5y_1; \quad b = 1,1y_1; \quad h = 2,75y_1. \quad (\text{XIV.16})$$

Secțiunea netă a brațului și secțiunea netă a cuprului înfășurării primare vor fi:

$$q_o = y_1 y_2 k_m = 1,5y_1^2 k_m; \quad (\text{XIV.17})$$

$$q_{Cu1} = hb f_{Cu1} \approx 3y_1^2 f_{Cu1}. \quad (\text{XIV.18})$$

Pentru simplificarea izolației, înfășurarea primară se așează de obicei deasupra (dacă nu există necesitatea de a alterna înfășurările), pentru a micșora inductanța de scăpări. Lungimea spirei medii a înfășurării primare se poate calcula presupunând raza medie a înfășurării egală cu $0,3b$:

$$l_{Cu1} = 2y_1 + 2y_2 + 0,3b2\pi = 2y_1 + 2 \cdot 1,5y_1 + \\ + 0,3 \cdot 1,1y_1 \cdot 2 \cdot 3,14 = 7,1y_1. \quad (\text{XIV.19})$$

Substituind valorile obținute în expresia (XIV.4) și rezolvând în raport cu y_1 se obține:

$$y_1 = \sqrt[5]{\frac{1,25 \cdot 10^{11} P}{B_{mi}^2 \omega_m^2 k_m^2 f_{Cu1} (1-l)}} \quad (XIV.20)$$

Celelalte dimensiuni ale miezului se determină în funcție de y_1 .

Prin aceeași metodă se pot obține formulele de calcul, pentru determinarea dimensiunilor miezului în sămbure, cu secțiunea brațului în trepte. De exemplu, pentru miezul cu secțiunea brațului în trei trepte, secțiunea netă a materialului magnetic va fi:

$$q_c = 0,667 d^2 k_m. \quad (XIV.21)$$

Presupunând:

$$hb = 2d^2; \quad \frac{h}{b} = 2,5. \quad (XIV.22)$$

va rezulta:

$$b = 0,9d; \quad h = 2,25d. \quad (XIV.23)$$

Tabela XIV.7.

Marca și diametrul conductorului	Valoarea aproximativă a coeficientului de umplere a ferestrei miezului, prin cuprul înfășurării primare f_{Cu1}			
	$U_0 \leq 30$ V	$U_0 = 300$: 1000 V	$U_0 = 1$ - 3 kV	$U_0 = 3$: 10 kV
ИЭ 0,05 ÷ 0,1 mm	0,08 ÷ 0,10	—	—	—
ИЭ 0,1 ÷ 0,2 mm	0,10 ÷ 0,12	0,08 ÷ 0,10	—	—
ИЭ 0,2 ÷ 0,5 mm	0,12 ÷ 0,15	0,10 ÷ 0,12	—	—
ИЭШО 0,1 ÷ 0,2 mm	0,05 ÷ 0,08	0,04 ÷ 0,06	0,03 ÷ 0,05	—
ИЭШО 0,2 ÷ 0,5 mm	0,06 ÷ 0,12	0,06 ÷ 0,10	0,05 ÷ 0,07	0,03 ÷ 0,045
ИЭБО, ИЭД 0,2 : 0,5 mm	0,07 ÷ 0,10	0,05 ÷ 0,08	0,04 ÷ 0,06	0,025 ÷ 0,04
ИЭД 0,05 - 1 mm	0,08 ÷ 0,12	0,07 ÷ 0,10	0,05 ÷ 0,07	0,03 ÷ 0,05

Observații: tabela este alcătuită pe baza datelor practice, pentru transformatorii cu izolație uscată. În cazul izolației în ulei, coeficientul de umplere din ultimele două coloane ($U_0 = 1 - 3$ kV și $U_0 = 3 - 10$ kV) trebuie să se mărească de 1,4 - 1,8 ori. Aceste coloane se referă la transformatorii în sămbure, la care umplerea ferestrei cu cupru este mai scăzută. Primele două coloane se referă la transformatorii în manta.

Secțiunea netă a cuprului înfășurării primare se va calcula din expresia :

$$q_{Cu1} = hb f_{Cu1} = 2,25d \cdot 0,9d \cdot f_{Cu1} = 2,02d^2 f_{Cu1} \quad (\text{XIV.24})$$

Presupunând raza medie a înfășurării primare egală cu 0,3 b , lungimea spirei medii se va determina din expresia :

$$l_{Cu1} = \pi(d + 2 \cdot 0,3 \cdot 0,9d) = 4,85d. \quad (\text{XIV.25})$$

Substituind valorile obținute în formula (XIV.4) și rezolvând-o în raport cu d , se va obține :

$$d = \sqrt[5]{\frac{6,4 \cdot 10^{11} P}{B_m^2 \omega_i^2 k_m^2 f_{Cu1} (1 - \eta)}}. \quad (\text{XIV.26})$$

După d se determină apoi celelalte dimensiuni ale miezului.

Mai sus s'a indicat că la proiectarea transformatorilor de ieșire și de modulație de putere, uneori este necesară o abatere de la relațiile indicate, se mărește secțiunea miezului, pentru a micșora inductanța de scăpări a transformatorului.

CAPITOLUL XV

CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL ÎNFĂȘURĂRILOR TRANSFORMATORULUI

§ XV.1. Construcția carcasei transformatorului și materialele folosite

Carcasa, pe care se așează înfășurările transformatorului, se execută de obicei din material izolant cu o rezistență mecanică și o rigiditate dielectrică satisfăcătoare. Materialul din care se execută carcasa trebuie să se prelucereze corect și să fie nehi-groscopic. Materialul cel mai simplu, care se folosește des pentru carcase, este cartonul electrotehnic (препао); se utilizează de-așemenea pertinaxul, textolitul, diferite materiale plastice. Carcasele transformatorilor simetrice, cu un foarte grad de simetrie se sudează din tablă de alamă de 0,25 ÷ 0,5 mm grosime. În interior, uneori și în exterior, această carcasă se acoperă, prin lipire, cu un strat de material izolant având o suficientă grosime pentru a rezista la tensiunea de lucru și la cea de încercare a transformatorului. Pentru a preveni formarea spirei scurtcircuitate, carcasa se execută cu o tăietură longitudinală, care trece prin tub și prin pereții laterali (fig. XV.1) Tubul carcasei trebuie să fie de asemenea izolat în interior, deoarece în caz contrar tolele miezului vor scurtcircuita tăietura.

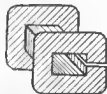


Fig. XV.1. Carcasă din tablă de alamă cu tăietură.

În transformatorii mici de joasă frecvență, de tip asimetric, se utilizează mult bobinarea înfășurărilor „fără carcasă”. Prin această metodă de bobinare, înfășurările transformatorului se bobinează pe un tub de material izolant. Înfășurările se bobinează în straturi și după fiecare strat se pune un strat izolant, care nu permite ca marginea înfășurării să alunece. Straturile înfășurării nu trebuie să ajungă până la marginea stratului izolant, fiind distanțate cu 2 ÷ 6 mm, ceea ce este necesar pentru a proteja conductorii înfășurării de deteriorări mecanice și de alu-

necare. Când diametrul conductorului este mic și stratul izolant este gros, distanța dela conductorii marginali până la marginea stratului izolant poate fi aceeași, atât pentru siraturile inferioare cât și pentru straturile superioare (fig. XV.2). În cazul conductorului gros siraturile superioare trebuie să fie mai distanțate de margine, așezând înfășurările în piramidă, pentru a preveni alunecarea straturilor superioare (fig. XV.3). Înfășurarea fără carcasă este foarte practică dacă se folosește un conductor emailat și este de dorit să se folosească straturi izolante intercalate. Lipsa carcasei ieftinește transformatorul. Pentru mărirea rezistenței



Fig. XV.2. Bobinarea fără carcasă, cu un conductor de diametru mic și straturi izolante groase.



Fig. XV.3. Secțiune prin bobina fără carcasă, cu un conductor gros și straturi izolante subțiri.

mechanice a înfășurării fără carcasă, bobina executată trebuie să fie impregnată sau fiartă în lac, sau în compoziție izolantă. Aceasta protejează totodată înfășurările contra umidității. Bobina executată fără carcasă (înaltă de impregnare), este reprezentată în fig. XV.4.

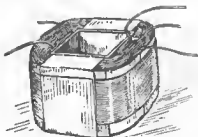


Fig. XV.4. Bobină executată fără carcasă.



Fig. XV.5. Carcasă presată din material plastic.

În cazul construcției simetrice a înfășurărilor, precum și în caz că este necesară secționarea, bobinarea fără carcasă este nepractică deoarece are un coeficient de umplere scăzut. Când se folosește un conductor cu izolație de mătase pentru transformatorii mici, bobinajul în carcasă este preferabil, deoarece în acest caz înfășurările se pot bobina fără straturi izolante.

La producția în serie a transformatorilor fără carcasă, tubul pe care se bobinează înfășurările se execută de obicei la un banc special, din bandă de hârtie, carton sau prespan. La banc, această bandă se unge cu cîci, după care se răsucește în forma unui tub rotund, fără fine, prin înfășurarea oblică a benzii pe un calibru de dimensiunea necesară. Lățimea benzii și unghiul de înfășurare se aleg astfel ca tubul obținut să aibă grosimea pereților egală cu 2 - 3 ori grosimea benzii. Tubul se taie la banc în bucăți de lungime redusă (1 - 2 m). Până la uscarea definitivă bucățile de tuburi trec la presă, unde li se imprimă secțiunea pătrată sau dreptunghiulară, corespunzătoare secțiunii miezurilor transformatorilor la care va fi utilizat tubul. După presare și uscare, tuburile se taie în bucăți de lungimea necesară, pe care se execută, la bancurile speciale de bobinaj, bobinarea simultană a mai multor (uneori peste zece) bobine fără carcasă.

Când carcasa se construiește din material plastic, ea se presează integral (fig. XV.5). Uneori, în cursul presării, într'unul din pereții laterali, sau în ambii, se presează contactele de țesire, care servesc la sudarea capetelor înfășurării și montajului. Pentru scoaterea capetelor înfășurărilor, se lasă uneori orificii în

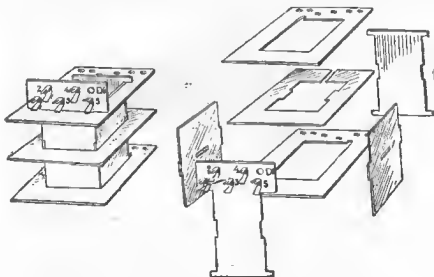


Fig. XV.6. Carcasa compusă din foi de pertinax și elementele ei.

pereții laterali. Materialul plastic folosit pentru construirea carcaselor trebuie să fie rezistent din punct de vedere mecanic și nefragil. Presarea carcaselor din material plastic permite confecționarea lor cu dimensiuni precise (cu abateri mici) și de mică grosime, ceea ce mărește coeficientul de umplere a ferestrei miezului și duce la micșorarea consumului de materiale. Presarea

carcaselor din material plastic este însă rentabilă numai în cazul produselor în serie, deoarece presa și restul utilajului sunt scumpe.

Carcasa din materiale izolante solide, neflexibile, în foi (perlinax, textolit), se face de obicei compusă din elemente separate, care pot fi ușor ștanțate. Construcția unei astfel de carcase montabile și elementele din care ea se assemblează, sunt indicate în



Fig. XV.7. Confecționarea carcasei din preșpan. a) croiala tubului carcasei; b) plăcuță laterală.

fig. XV.6. După asamblare, această carcasă nu trebuie lipită, iar bobinarea înfășurărilor se execută imediat după asamblare. Unul din pereții tubului se execută uneori mai lung și se fixează pe el mici lamele metalice, cu contacte pentru lipirea capetelor înfășurărilor și a sârmelor de conexiuni. Carcasele demontabile sunt recomandabile pentru transformatorii de dimensiuni mici și medii, cu secțiunea brațului dreptunghiulară.

În cazul confecționării carcaselor din preșpan se taie din foaia de preșpan de grosime necesară (0,3-0,5 mm), după un model de formă specială (fig. XV.7), prefabricatul pentru tubul carcasei. După aceea el se răzucește și se incleiază. Siratul superior se face mai lung și se taie pe margini la colțuri. Pe tubul incleiat se îmbracă două dreptunghiuri de preșpan, sau de alt material, care au forma plăcuței laterale. Îndoind marginile creșta e ale tubului și ungându-le cu clei se așează bucăți de preșpan în intervalele formate între marginile îndolite ale tubului. Se incleiază bucățile introduse și la exterior se aplică din nou câte o plăcuță, de forma plăcuței laterale. Apoi se presează părțile laterale obținute, și carcasa se usucă. Plăcuțele laterale se țin foarte bine de această carcasă, deoarece sunt ținute în loc prin marginea cartușului incleiată în interior. La confecționarea carcasei sectionate, afară de cele două plăcuțe laterale se fixează pe tub și numărul necesar de plăcuțe intermediare. După presarea plăcuțelor laterale, se fixează plăcuțele intermediare, la distanța necesară, printr'un strat sau două de bandă subțire de preșpan, de lățime convenită, bobinată pe cartuș între fiecare două plăcuțe (fig. XV.8).

Carcasele pentru bobinarea în disc se execută de obicei în formă de tub, cu o singură plăcuță laterală. Se așează pe acest tub secțiunile înfășurărilor transformatorului, împreună cu garniturile izolante, apoi se îmbracă peste înfășurare al doilea perete

lateral, care se lipește de tub. Dacă înfășurările nu au acoperit carcasa pe întreaga ei lungime înainte de îmbrăcarea celui de al doilea perete lateral se adaugă cantitatea necesară de garnituri.

Dacă tensiunea anodică a etajului depășește $2 \div 2,5$ kV, pentru mărirea rigidității dielectrice a transformatorului, înfășurarea anodică (primară) se așează de obicei pe o carcasă separată, care se îmbracă fără strângere pe carcasa inferioară, sau pe tubul ce poartă înfășurarea secundară. Pentru a evita pericolul de străpungere a izolației dintre înfășurare și miez, pereții laterali ai carcasei se execută dintr'un material mai gros și se dispun la oarecare distanță de marginea tubului (fig. XV. 9). Aceasta împiedică apariția conturnării de la înfășurare la miez pe suprafața dielectricului. Grosimea tubului carcasei și a pereților interioari este determinată de tensiunea de lucru a transformatorului, cum și de rezistența mecanică necesară și este indicată în tabeta XV. 1.

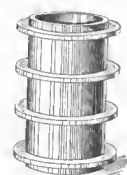


Fig. XV.9. Carcasă pentru înfășurări cu tensiunea de lucru ridicată.

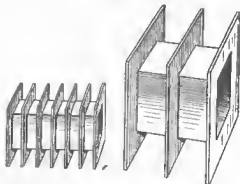


Fig. XV.8. Carcase de preșpan lipite.

Pentru lipirea carcasei și pentru lipirea pereților de tub, trebuie să se folosească cleuri nehidroscopice neutre (care nu conțin acizi liberi, baze și săruri minerale). Prezența combinațiilor chimice indicate reduce brusc rezistența cleiului, rigiditatea lui dielectrică și provoacă coroziunea conductorului înfășurărilor.

Folosirea cleiului de tâmplărie, pentru lipirea carcasei, poate fi admisă doar în cazurile când tensiunea între înfășurări, sau în înfășurările transformatorului, nu depășește 100-250 V și când transformatorul se impune condiții mai ușoare în ce privește rezistența izolației și rigiditatea dielectrică. Chiar și în aceste cazuri, se admite numai folosirea unui clei de calitate superioară. Pentru lipirea carcaselor transformatorilor, cu tensiunea de lucru de mai

multe mii de volți nu se poate folosi cieiul de tămplărie, deoarece acesta mărește posibilitatea străpungerii dintre înfășurarea transformatorului și miez, prin stratul de ciei, chiar în cazul când grosimea izolației este suficientă. Aceasta se explică prin înalta higroscopicitate a cieiului de tămplărie.

Deaceia, lipirea carcaserelor pentru transformatori, mai ales pentru cet cu tensiunile de lucru ridicate, trebuie să se execute cu lac izolan, cu o capacitate de lipire suficientă (de exemplu lac de bachelită), sau cu un ciei special, care are o bună stabilitate la umiditate și proprietăți izolante satisfăcătoare (de exemplu ciei „Б Ф”). După lipire, carcasa trebuie să fie bine uscată, sau supusă tratamentului termic, după cum este cazul.

Pentru obținerea unei rigidități dielectrice suficiente, grosimea tubului și a pereților laterali ai carcasei, precum și a izolației dintre înfășurări, trebuie să corespundă tensiunii de lucru. Grosimea minimă a tubului, a pereților și a izolației dintre în-

Tabela XV.1.

Tensiunea anodică, în V	Tensiunea de încercare între înfășurări, în kV eficient la 50 Hz	Grosimea pereților laterali, în mm	Grosimea pereților intermediari, în mm	Grosimea izolației dintre înfășurări, în mm	Grosimea tubului carcasei de lăută tensiune, în mm	Interstițiul dintre carcasa de lăută tensiune și înfășurarea de joasă tensiune, în mm	Distanța dintre perețele lateral și marginea carcasei, în mm
250	1	2 : 3	1,5 : 2	0,5 : 0,7	—	—	—
500	2	3 : 4	2 : 2,5	1 : 1,5	—	—	—
1000	4	4 : 5	2,5 : 3	2 : 3	—	—	—
2000	7	5 : 6	3 : 4	3 : 4	—	—	3 : 5
3000	10	6 : 8	4 : 5	—	4	4	7 : 10
5000	15	8 : 10	4 : 5	—	4	4	10 : 12
7000	20	10 : 12	4 : 5	—	6	6	15 : 18

fășurări, necesară obținerii unei suficiente rigidități dielectrice, este indicată în tabela XV.1, întocmită pe baza datelor practice. Dacă mărimea indicată în tabelă nu asigură rezistența mecanică a carcasei, ea se mărește, atât cât trebuie.

Datele indicate în tabelă, pentru tensiunile până la 3000 V inclusiv se referă la transformatorii uși. Pentru tensiunile de

5000 și 7000 V datele sunt indicate pentru transformatorii cu izolație în ulei.

Grosimea tubului carcasei de joasă tensiune, precum și grosimea tubului carcasei comune, (în cazurile când înfășurările se bobinează pe o carcasă comună) se determină în funcție de rezistența mecanică necesară, și variază dela 0,5 mm, pentru transformatorii foarte mici, până la 3-4 mm. pentru transformatorii de dimensiuni mari.

Pentru înfășurarea de înaltă tensiune carcasa separată se folosește de obicei la tensiuni anodice de cel puțin 3000 V. La aceste tensiuni, puterea transformatorului de ieșire este însemnată și este rațional să se folosească miezul în sămbure, cu secțiunea în trepte și prin urmare carcase rotunde pentru înfășurări. În aceste cazuri, un material foarte indicat pentru tubul carcasei este țeava de pertinax, de grosime corespunzătoare grosimii necesare a pereților. Prin folosirea acestei țevi, grosimea tubului indicată în tabelă poate fi redusă cu 20-30 %.

Unul dintre cele mai bune materiale pentru pereții laterali ai carcasei este parinaxul în foi, din care se ștanțează sau se strunjesc pereții; textolitul, cu toate că are o rezistență mecanică mai mare, are proprietăți izolante mai slabe și este mai higroscopic. Deaceia el nu se folosește la tensiuni înalte. Un material bun este preșpanul, cu condiția de a-l fierbe în compoziție izolantă, sau în lac. Pentru ieftinirea pereților laterali, dacă grosimea lor depășește 3-4 mm, ei se confecționează uneori din placaj, fierț deasemenea în compoziții izolante sau în lac. Când cleiul folosit la fabricarea placajului este de bună calitate, acești pereți laterali au o rigiditate dielectrică suficientă. Pereții din placaj se acoperă, prin lipire pe ambele părți, cu un strat de preșpan în grosime de 0,5-1 mm.

O metodă sigură și ieftină de confecționare a pereților pentru carcasele rotunde este obținerea lor prin lipirea unei benzi de hârtie sau preșpan, răsucit în spirală. Folosirea cleiului de tâmplărie pentru încleierea acestor pereți este absolut inadmisibilă. Chiar dacă au o grosime foarte mare pereții încleiați cu clei de tâmplărie sunt străpuși la tensiuni foarte mici, deoarece descărcarea are loc prin stratul de clei, care leagă spirele tubului. Chiar în cazul folosirii pentru lipirea acestor plăcuțe a cleiului cu proprietăți izolante satisfăcătoare, rigiditatea dielectrică este simțitor mai scăzută decât a pereților confecționați dintr'un material compact.

Dacă înfășurarea de înaltă tensiune este formată din secții bobinate separat, dimensiunile pereților laterali și ale carcasei se iau deasemenea din tabelă XV.t. În acest caz, în loc de pereți

intermediari, între diferitele secții se așează discuri de preșpan sau pertinax. Grosimea discurilor se ia între 1 și 2,5 mm, în funcție de tensiunea dintre secții.

Carcasa exterioară de înaltă tensiune, în cazurile când între ea și înfășurarea de joasă tensiune există un șoc, se fixează de obicei prin introducerea unor tacheți de pertinax, de grosimea jocului. Uneori capetele libere ale carcaselor de înaltă tensiune se așează în caneluri înelare, făcute din plăcuțe de pertinax sau de lemn, fixate pe miez.

§ XV.2. Construcția înfășurărilor și materialele folosite pantru ele.

1. Tipurile conductorilor folosiți pentru înfășurări.

Pentru înfășurările transformatorilor de joasă frecvență se folosesc conductori izolați, trefilați din cupru electrolitic. Când secțiunea netă a conductorului este mai mică de 3 mm² se folosește conductorul de secțiune rotundă; pentru secțiuni mai mari este mai practică folosirea conductorului de secțiune dreptunghiulară, care se bobinează pe lat.

Sorturile cele mai uzitate de conductori pentru transformatorii de joasă frecvență sunt următoarele:

1. Conductorul cu izolație de email obișnuit rezistent la acțiunea agenților externi (пэ, пэл).

2. Conductorul emailat, acoperit cu un strat de mătase (пешо, пэлпешо).

3. Conductorul emailat, acoperit cu un strat de bumbac (пэбо, пелбо).

4. Conductorul acoperit cu două straturi de mătase (пшд).

5. Conductorul acoperit cu două straturi de bumbac (пбд).

Conductorii cu izolație simplă de mătase (пшс) și de bumbac (пбс) nu se folosesc aproape deloc, din cauza nestabilității mecanice a izolației, care se deplasează în cursul bobinării, lăsând conductorii descoperiți în anumite puncte.

La transformatorii mici și medii, de joasă frecvență, care lucrează cu tensiuni până la 500 V pe înfășurare sau între înfășurări, se utilizează aproape exclusiv conductorul emailat. Conductorul emailat este mult mai ieftin iar grosimea stratului său de izolație este mult mai mică decât a conductorilor cu alte feluri de izolație. Aceasta are o importanță primordială la transformatorii mici, în care se folosesc conductori cu diametru redus. Folosirea conductorului cu izolație de bumbac sau chiar de mătase, cu diametrul de 0,5—0,15 mm (fără a mai lua în con-

siderație costul mai ridicat, în comparație cu conductorul emailat de aceeași grosime), are un coeficient de umplere a ferestrei miezului foarte mic. Aceasta mărește dimensiunile transformatorului, ceea ce îl scumpește și mai mult. Când se bobinează un conductor emailat de 0,7-1 mm pe carcasa unui transformator mic, care are raze de racordare mici, izolația poate să crape. Deaceia, în cazul când conductorul are un diametru mare, pentru a preveni rebutul provocat de scurtcircuitarea spirelor înfășurării, se folosesc conductori cu izolație combinată (намо, немо, на о, немо) cu tot costul lor mai ridicat. Când diametrul conductorului este mare, chiar dacă conductorul are izolație dublă de mătase sau de bumbac, coeficientul de umplere a ferestrei miezului este satisfăcător.

La tensiunile de lucru a transformatorului până la 1-2 kV se admite folosirea conductorului emailat, dar din cauza rezistenței mecanice și a rigidității dielectrice scăzute a emailului, bobinarea trebuie să se execute în mod obligatoriu în straturi, cu așezarea unui strat izolant după fiecare strat de înfășurare.

La tensiuni de lucru mai ridicate, pentru mărirea rigidității dielectrice a înfășurării, se folosește: în cazul dimensiunilor mici (0,2-0,5 mm), conductorul cu izolație mixtă sau cu izolație dublă de mătase, iar la diametri mari, conductorul cu izolație dublă de hârtie, sau conductorul profilat de secțiune dreptunghiulară, acoperit de obicei cu două sau trei straturi de țesătură de bumbac.

Tabela diametrilor standardizați ai conductorilor din cupru roșu izolați, de secțiune circulară, cu indicarea secțiunii nete, a greutateii, rezistenței și grosimii conductorului cu izolație, este dată în capitolul XVIII (tabela XVIII.4) Tot acolo se dă și tabela prețurilor en-gros, pentru mărcile cele mai utilizate și a diametrilor conductorilor de înfășurare (tabela XVIII.3)

2. Construcția și așezarea înfășurărilor.

Înfășurările pot fi așezate una deasupra alteia, în formă de straturi cilindrice (construcția înfășurărilor stratificate sau cilindrică) fig. XV.10 a, sau una alături de cealaltă, în formă de discuri separate prin garnituri izolante (construcția înfășurărilor în discuri, fig. XV.10 b).

Pentru micșorarea inductanței de scăpări a transformatorului se

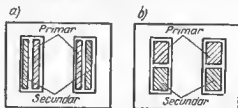


Fig. XV.10. Așezarea înfășurărilor în transformator: a) stratificată (cilindrică); b) în discuri.

împart uneori înfășurările lui în mai multe părți ce se așează alternativ: alternarea se folosește atât în cazul înfășurărilor în straturi, cât și în discuri (fig. XV.11). În cazul înfășurării stratificate, numărul total al părților alternante se alege rareori mai mare de 3, deoarece la un număr mai mare de părți se scumpește uzinajul și se mărește numărul de operații de control intermediar, la care sunt supuse bobinele. În cazul construcției

în discuri, folosită rar în prezent, din cauza unui cost mai ridicat al uzinajului și a unei rezistențe mecanice mai mici, de obicei numărul secțiilor nu este mai mare de 7—9.

Numărul secțiilor înfășurărilor alternante se alege de obicei neperche, deoarece astfel se obține o inductanță de scăpări mai mică decât în cazul numărului pereche (v. punctul 5, paragraful XV.6)

3. Metodele de bobinare a înfășurărilor.

Bobinarea conductorului se poate executa prin două metode: spirele conductorului se așează compact una lângă alta, în rânduri drepte, ca ața pe mosor; sau bobinarea se execută desordonat (spirele se așează neregulat).

Prima metodă de bobinare se numește bobinarea în strat, sau spiră lângă spiră, iar cea de a doua metodă bobinarea neregulată.

Bobinarea în strat se execută de obicei la mașini de bobinat speciale, cu ghidaj automat, avansul reglându-se în funcție de diametrul conductorului bobinat. În cazul folosirii bobinării fără carcasă, mașinile cu ghidaj automat permit să se execute simultan bobinarea mai multor transformatori identici (până la 10) pe un tub comun. Pentru aceasta, se fixează pe tub atâtea capete separate ale conductorului câte bobine se execută concomitent, la o distanță unul de altul puțin mai mare decât lățimea stratului înfășurării. După bobinarea unui strat se așează un strat de hârtie comun, pe toată lungimea tubului, iar bobinarea se continuă astfel până la sfârșit, după care capetele se fixează. Așezând izolația comună dintre înfășurări se bobinează în același fel și înfășu-

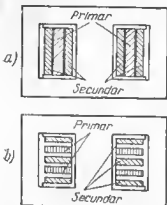


Fig. XV.11. Alternarea înfășurărilor, pentru micșorarea inductanței de scăpări a transformatorului: a) înfășurarea alternantă în straturi; b) înfășurarea alternantă în discuri.

rarea a doua. Se ia iubul bobinat de pe mașină și se taie în bobine separate cu ajutorul unui fereștrău circular sau cu panglică.

La transformatorii mici bobinajul în strat se folosește numai cu conductor emailat. Pentru evitarea scurtcircuitării spirelor, după fiecare strat bobinat se pune un strat de hârtie, a cărui grosime este funcție de diametrul conductorului bobinat. În cazul conductorului de 0,1 - 0,2 mm diametru, se ia un strat de 0,03 - 0,05 mm grosime; în cazul conductorului de 0,5 - 0,7 mm, grosimea stratului izolant se mărește până la 0,1 - 0,15 mm. Acest strat nu numai că mărește rigiditatea dielectrică, dar permite să se mențină așezarea corectă a spirelor straturilor ulterioare, dacă straturile precedente nu au fost așezate regulat reținând deasemenea de la alunecare, spirele marginale ale stratului.

La bobinarea în strat a transformatorilor mici și medii din sârmă emailată, practic nu se întâmplă rebutarea lor din cauza scurtcircuitării spirelor. Bobinarea în strat costă mai scump decât bobinarea neregulată, dar în cazul producției în serie aceeași se recuperează prin mecanizarea procesului de bobinare, prin micșorarea rebuării din cauza spirelor scurtcircuitate și prin mărirea rigidității dielectrice.

Când se folosesc conductori cu izolație dublă sau mixtă pentru transformatorii mici, bobinarea în strat nu se utilizează aproape niciodată, deoarece se obține o rigiditate dielectrică suficientă și cu bobinarea neregulată care este mai ieftină, iar rebutul din cauza spirelor scurtcircuitate practic lipsește.

La transformatorii de tensiune cu o putere însemnată (de aproximativ 1 kW și mai mult), tensiunile dintre spire, în cazul fenomenelor tranzitorii, sunt atât de mari, încât izolația de email a conductorului se dovedește a avea o insuficientă rigiditate dielectrică. De aceea, la acești transformatori se folosesc conductori cu izolație mixtă, care se bobinează în strat, folosindu-se straturi izolante intercalate. Pentru micșorarea tensiunii între straturi, precum și pentru micșorarea capacității distribuite a transformatorului, înfășurarea se împarte în mai multe secții, legate în serie. În transformatorii de dimensiuni mijlocii aceste secții se bobinează uneori direct pe carcasă. Împărțind-o în compartimente, prin pereți intermediari (fig. XV.12).

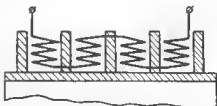


Fig. XV.12. Bobinarea și legarea secțiilor înfășurării primare a unui transformator cu tensiune de lucru ridicată.

Pentru a putea lega capătul inferior al unei secții cu capătul inferior al secției învecinate, iar capătul superior cu capătul superior al secției învecinate, cum se arată în fig. XV.12, secțiile carcaseri se bobinează pe sărite la mașina de bobinaj (din două în două secții) După aceasta, carcasa se așează invers și se bobinează secțiile rămase. La această metodă de bobinare lipsește conductorul de conexiune, între capătul superior al unei secții și capătul inferior al secției învecinate și care este deseori cauza scurtcircuitării secției. Metoda bobinării cu răsturnarea carcaseri se folosește deasemenea pentru bobinarea transformatorului în contratimp, cu jumătățile înfășurării simetrice. Executarea se face astfel, ca ambele capete ale jumătăților înfășurării, care merg spre grilele sau spre anozii ambelor brațe ale schemei în contratimp, să fie capetele superioare ale secțiilor din margine ale carcaseri.

Secțiile pentru transformatorii de leșire și de modulație mari se bobinează deseori pe un calibru special, care are un șir de creștături radiale, ce servesc la legarea secției. Legarea se execută prin introducerea în creștături a unei siori rezistente, care se trece dintr-o parte în cealaltă în timpul bobinării în mai multe straturi. După terminarea bobinării, capetele se înlind și se leagă. Pentru a mări rigiditatea dielectrică și protecția mecanică împotriva deteriorărilor, secțiunea bobinată se acoperă în exterior cu o bandă de hârtie de cablu, pânză lăcuilă, sau panglică de bum-bac. Secțiile terminate se așează pe tubul izolant și se leagă în serie.

După cum s'a indicat, bobinarea neregulată se folosește la transformatorii micți, utilizând conductori cu izolație supradimensionată (дешо, пашн, пшд, etc). În acest caz nu se folosesc de obicei, straturi de hârtie.

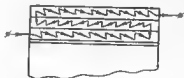


Fig. XV.13. Bobinarea neregulată, cu straturi izolante.

Bobinarea neregulată se folosește uneori și pentru conductorul emailat, când producția transformatorilor în serie și folosirea mașinilor de bobinare cu ghidaj automat nu este justificată din punct de vedere economic. În acest caz, înfășurările așezându-se în straturi, înfășurarea se execută neregulat într'un strat gros, mișcând conductorul ce se bobinează treptat, dela o margine a bobinei la cealaltă. După ce se bobinează un astfel de strat, se așează stratul de hârtie și se bobinează stratul următor, deplasând conductorul în sens invers (fig. XV.13.) În cazul bo-

du-se în straturi, înfășurarea se execută neregulat într'un strat gros, mișcând conductorul ce se bobinează treptat, dela o margine a bobinei la cealaltă. După ce se bobinează un astfel de strat, se așează stratul de hârtie și se bobinează stratul următor, deplasând conductorul în sens invers (fig. XV.13.) În cazul bo-

binării fără carcasă, stratul trebuie să fie la o depărtare de mai mulți milimetri de marginea siratului izolanț, pentru a evita alunecarea înfășurării, iar straturile izolante trebuie să fie suficient de rigide. În cazul bobinării în carcasă este mai bine să se ia lățimea straturilor izolanție cu câțiva mm mai mare decât lățimea carcasei, și deasemenea este recomandabil ca ele să se facă cu tăieturi dese din ambele părți pe o adâncime de 2-3 mm. În cazul când se bobinează conductorul pe astfel de straturi izolante, nu apare niciun gol lângă marginea carcasei, ceea ce micșorează pericolul de pătrundere a spirelor dintr'un strat într'altul și micșorează procentajul de rebuiare a bobinelor transformatorului, în urma scurcircuitării spirelor. Numărul total de straturi izolante, pentru înfășurarea bobinată neregulă, cu conductor emailat, variază de obicei între 2 și 8, în funcție de numărul spirelor și de tensiunea de lucru a înfășurării.

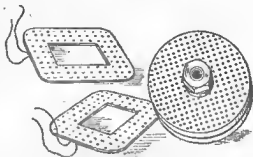


Fig. XV.14. Șablon pentru bobinarea secțiilor și secțiile executate.

În cazul bobinării în discuri a transformatorilor de intrare, de cuplaj între etaje, și a transformatorilor de ieșire mici, secțiile se bobinează neregulat, fără straturi izolante, la un șablon special, constituit din două discuri metalice, șlefuite pe partea interioară, prevăzute pe toată suprafața lor cu un număr mare de orificii (fig. XV.14) între discuri se așează o placă metalică, egală în grosime cu grosimea secției, și care are forma și dimensiunile orificiului interior al secției. Șablonul este strâns prin două piulițe, înșurubate la ambele capete ale unui iubișor filetat, ce trece prin centrul discurilor și plăcii și se îmbracă pe axul mașinii de bobinaj. Pentru a proteja suprafața interioară și cea exterioară a secției de deteriorări mecanice, înainte și după bobinare, în șablon se așează câteva spire de ață sau bandă de hârlie subțire, care rămân pe secție. După bobinare, șablonul cu secția se scufundă în parafină topită, sau în alte compoziții izolanție, care se solidifică după răcire. Acestea pătrund în secție prin orificiile din discuri. Șablonul se ține în compoziția izolanță până când bulele de abur și de aer încercă să se degaje. După ce se scoate șablonul, se răcește, piulițele de strângere se desu-

rubează și prin lovituri ușoare se desprind discurile de suprafața secției. Când grosimea conductorului este de cel puțin $0,2 \div 0,25$ mm și grosimea secției de cel puțin $2 \div 2,5$ mm, aceste secții au o rezistență mecanică cu totul satisfăcătoare, cu condiția să fie fixate cu ață capetele de leșire ale conductorului.

4. Scoaterea în afară a capetelor înfășurărilor

Capetele exterioare ale înfășurărilor transformatorului, când diametrul conductorului este de cel puțin $0,2 \div 0,5$ mm, se pot executa chiar cu conductorul înfășurării. Pentru o mai deplină garanție împotriva ruperii capetelor de leșire, în timpul păstrării bobinelor și la asamblare, este bine ca acestea să se facă dintr'un conductor flexibil, izolat, multifilar, de diametru și secțiune mici. Când grosimea conductorului înfășurării este redusă, capetele se execută uneori din conductori monofilari subțiri, izolați, cu diametrul de $0,2 \div 0,3$ mm, care se sudează. Conductorul de leșire trebuie să fie înfășurat odată sau de două ori în jurul bobinei transformatorului. De asemenea el trebuie să fie bine sudat la conductorul înfășurării, iar locul sudurii trebuie să fie bine izolat printr'o fascie de hârtie îndoită, sau cu țesătură lăcuită, subțire, înclătă cu lac izolanț. Lipirea capetelor de leșire, precum și lipirea conductorului în interiorul înfășurării, trebuie să se execute cu un aliaj bun, având o cantitate suficientă de cositor și cu decapant fără acizi, de exemplu colofoniu. Folosirea pastei de lipit sau a decapanților acizi este inadmisibilă, deoarece provoacă după un timp oarecare oxidarea locului de lipire, iar în cazul conductorilor subțiri chiar și ruperea conductorului, în locul lipiturii. Ca să nu se poată rupe capetele de leșire la o înclinare accidentată, ele trebuie să fie bine legate la bobina transformatorului, prin câteva spire de ață rezistentă. Pentru izolarea și protecția mecanică a capetelor de leșire se îmbracă de obicei pe ele o cămașă izolanță de diametru potrivit, impregnată cu lac, sau un tub subțire de clorvinil. Nu trebuie să se folosească în acest scop iuburi de cauciuc, deoarece sulfui din cauciucul vulcanizat atacă suprafața conductorului dând sulfatul de cupru; alacul avansând face conductorul fragil și casant.

În cazul bobinării în straturi în carcase, capetele înfășurărilor transformatorilor mici se scot prin orificiile pregătite în prealabil în pereții carcasei, așezate astfel ca legăturile necesare și montarea transformatorilor să fie ușor de executat. La transformatorilor cu tensiuni de lucru ridicate, capetele înfășurărilor se scot de obicei direct din secție, fără a perfora pereții laterali ai carcasei, pentru a depărta locul de scoatere în afară a capătului de leșire, din miezul transformatorului.

După asamblarea transformatorului și legarea capetelor secțiilor, acele legături care nu sunt supuse racordării la circuitul exterior se izolează prin îmbrăcarea cu tub izolant, lipit cu lac. Capetele de ieșire care se folosesc pentru montaj, se conectează la borne de ieșire. Acestea permit să se realizeze cu ușurință, și în mod sigur, conexiunea între conductorul de ieșire și sârma de conexiune din schemă. La transformatorii mici, aceasta se realizează cu ajutorul bornelor sau al ploturilor, (o asemenea construcție este reprezentată în fig. XV.15). Aceste borne sau ploturi sunt piese ștanțate din foi de alamă subțire. Ele au două capete costurate, dintre care la unul se lipește conductorul de ieșire, iar la celălalt, sârma de conexiune. Plotul se fixează pe o bandă de material izolant, direct sau cu ajutorul prelungirilor. Borna se lipează pe plăcuța izolantă, cu ajutorul unui disc obișnuit, sau cu gol interior. Plăcuța izolantă, împreună cu plotul sau borna se prinde cu șuruburi sau cu nituri de miez, de plăcuțele de strângere, sau de carcasa de strângere a transformatorului (fig. XIV.15).

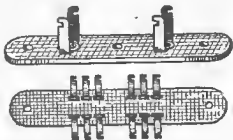


Fig. XV.15. Plăcuța cu borne (sus), plăcuța cu ploturi (jos).

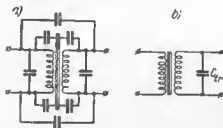


Fig. XV.16. Înlocuirea capacităților transformatorului prin capacitatea echivalentă C_{tr} .

La transformatorii ecranati cu blindaj exterior se folosesc uneori, pentru simplificarea asamblării și a reviziei, așa numitele pene de trecere, care sunt constituite dintr'o bandă de alamă răsucită în formă de tub, care trece printr'un ighiab în partea superioară. Capătul inferior al penei se presează în marginea peretului lateral al carcasei, și după bobinare, conductorul de ieșire se lipește de pană. La asamblarea transformatorului, capetele penelor, de care se lipesc conductoarele de legătură ai montajului, se trec prin orificiile executate în blindaj. Pentru izolarea față de blindaj pana se îmbracă într'un tub izolant.

La transformatorii de mare putere, cu tensiune de lucru ridicată, capetele de ieșire ale înfășurării se sudează de un conductor sau de o bandă groasă de cupru, fixată cu un capăt de peretele lateral al carcasei, cât mai departe de miez și chiar de secția înfășurării. Un alt capăt al benzii sau al conductorului se lipește la un papuc de cablu, prins sub piulița izolatorului montat pe o bucată de oțel cornier, sau pe o plattandă care strânge jugul transformatorului. La transformatorii în ulei, banda sau conductorul de ieșire se prevăd cu papuc de cablu, care se fixează prin piulița izolatorului de trecere, montat pe capacul curei, de care se fixează și transformatorul.

Sârma de conexiune, prevăzută deasemenea cu papuc de cablu, se fixează de același izolator, printr-o altă piuliță.

§ XV.3. Capacitatea proprie a transformatorului

Înfășurările transformatorului constituite dintr'un conductor lung izolat bobinat au o capacitate distribuită importantă. În afară de capacitatea distribuită a înfășurărilor, în transformatori există o serie de alte capacități (fig. XV.16 a), și anume: capacitatea între înfășurarea primară și cea secundară, între înfășurări și miez, între înfășurări și ecran.

Toate capacitățile indicate influențează caracteristica de frecvență și de fază a transformatorului, dar într-o măsură diferită. În majoritatea cazurilor în practică, toate aceste capacități pot fi înlocuite printr'una singură, conectată la capătul înfășurării secundare a transformatorului și care produce același efect. (fig. XV.16 b). Această capacitate echivalentă C_{tr} se numește capacitatea proprie a transformatorului. Valoarea ei poate fi cu ușurință măsurată sau calculată după datele măsurărilor. Calculul direct al capacității proprii este foarte complex și neprecis și deaceia nu se folosește niciodată în practică.

În prima parte a cărții s'a arătat că raportul de transformare al transformatorului de intrare sau de cuplaj între etaje, și prin urmare și factorul de amplificare al etajului cu astfel de transformator este cu atât mai mare, cu cât este mai redusă capacitatea totală care încarcă înfășurarea secundară. Deoarece partea principală a capacității totale o constituie capacitatea proprie a transformatorului C_{tr} , este de dorit ca aceasta să fie pe cât posibil mai mică. Pentru micșorarea capacității C_{tr} este necesar să se micșoreze dileritele ei componente.

Componenta principală a capacității proprii este capacitatea distribuită a înfășurării, în special la înfășurările cu un număr mare de spire.

tribuită a înfășurării, în cazul înfășurării simple din conductori emaliați cu un număr redus de straturi izolante subțiri și cu un număr de spire de aproximativ 10000 - 15000, este de obicei situată între 100 și 200 μF . Mărirea acestei capacități depinde mult de metoda de bobinare, de dimensiunile înfășurării și de modul în care se conectează capetele transformatorului în montaj. Capacitatea distribuită se micșorează dacă se folosește un conductor cu o izolație mai groasă (пэмю, нмд, пэво). Totuși, aceste calități de conductori nu se folosesc aproape deloc în transformatoare de intrare și de cuplaj între etaje din cauza costului ridicat și al coeficientului de umplere scăzut. Capacitatea distribuită se micșorează de asemenea prin mărirea numărului de straturi izolante din înfășurare.

Pentru micșorarea capacității distribuite a înfășurării este necesar să se îndepărteze una de alta spirele, între care există

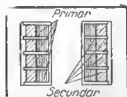


Fig. XV.17. Secționarea înfășurărilor, pentru micșorarea capacității proprii a transformatorului



Fig. XV.18. Pereți pentru separarea secțiilor transformatorului bobinat în discuri; a) perete stantajat din foale de prespan; b) perete lipit din bandă de prespan.

o mare diferență de potențial. Pentru aceasta este suficient să se împartă înfășurarea în mai multe secții legate în serie (fig. XV.17). Secționarea înfășurării micșorează foarte mult capacitatea distribuită, reducând-o în cazul a trei sau patru secții, până la 15 - 25 μF . Mărirea mai departe a numărului secțiilor nu are niciun sens, deoarece rolul principal îl au acum capacitățile dintre înfășurări și miezul transformatorului.

Se poate obține micșorarea capacității dintre înfășurări și a capacității față de miez, prin mărirea grosimii tubului carcasei și a grosimii izolației dintre înfășurări. Mărirea grosimii izolației dintre înfășurări influențează puternic capacitatea proprie a transformatorului cu înfășurări secționate, deoarece în acest transformator, capacitatea dintre înfășurări este componenta principală a capacității proprii. Această posibilitate este totuși limitată de mărirea inductanței de scăpări și de micșorarea coeficientu-

lui de umplere a ferestrei miezului. Folosirea materialului izolant cu constantă dielectrică redusă, permite deasemenea să se micșoreze capacitatea proprie a transformatorului. În acest scop, în cazul înfășurării în discuri, pereții care separă secțiile înfășurării primare și secundare se fac cu orificii mari, sau chiar din bandă de prespan, așezată pe muchie (fig. XV.18).

În cazul bobinării în disc, prin alternarea înfășurărilor, precum și prin folosirea unui mare număr de secții, se mărește capacitatea dintre înfășurări. Deaceia, un număr prea mare de alternări sau secții este dăunător, nu numai din punct de vedere al creșterii cheltuielilor de producție, dar și din punct de vedere al măririi capacității proprii a transformatorului.

Unui dintre cele mai perfecționate tipuri de înfășurări, sub raportul capacității proprii, este înfășurarea în straturi fără alternarea înfășurărilor cu divizarea în 4 : 5 secții de înfășurare. În cazul înfășurării de acest tip, transformatorul de dimensiuni medii, cu înfășurarea secundară din sârmă emailată cu 10000-15000 de spire, au capacitatea proprie de circa $40 \div 50 \mu\text{F}$. Deasemenea o capacitate proprie mică au și transformatorii cu înfășurarea în disc. La 7-9 secții, transformatorii de dimensiuni mijlocii cu numărul de spire ale înfășurării secundare de 12000-20000, au de obicei capacitatea proprie de cel mult $50 \div 60 \mu\text{F}$.

Asupra capacității proprii a transformatorului influențează foarte mult ordinea de amplasare a înfășurărilor, simetria circuitului de sarcină a transformatorului și modul de conectare a capetelor transformatorului în scheme.

Capacitatea proprie a transformatorului cu înfășurările în straturi se micșorează puternic, dacă înfășurarea ridicătoare (înfășurarea cu un număr mai mare de spire) este așezată spre exterior. Deoarece în transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje înfășurarea secundară are un număr mai mare de spire, în acești transformatori înfășurarea secundară trebuie așezată la exterior, punând în interior înfășurarea primară. La transformatorii de ieșire, înfășurarea primară are de obicei un număr mai mare de spire și deci trebuie să se situeze spre exterior, atât pentru micșorarea capacității proprii, cât și pentru mărirea rigidității dielectrice.

La transformatorii cu înfășurări asimetrice, capacitatea proprie depinde în mare măsură de simetria sursei de tensiune și a sarcinii. În cazul sarcinii asimetrice, cum este (pentru transformatorul de intrare sau de cuplaj) circuitul „grilă de comandă-catod” al tubului electronic, capacitatea proprie variază foarte mult, dacă se schimbă modul de legare a capetelor înfășurării secundare în circuitul „grilă-catod”. Se obține o capacitate mai

mică, în cazul când la grila de comandă se leagă capătul superior al înfășurării secundare (departe de miez și de înfășurarea primară), iar de catod capătul inferior, adică începutul înfășurării secundare. S'a demonstrat prin măsurări precise, că dacă se leagă greșit capetele capacității înfășurării nealternante, în straturi, crește deseori mai mult decât două ori, atingând $100 \div 120 \mu\text{F}$,

Tabe la XV.2

Nr. ori.	Tipul transformatorului și dimensiunile miezului	Construcția înfășurărilor	Așezarea înfășurărilor	Conectarea capetelor de leșire	Cir μF
1	Transformator de intrare ridicător, cu raportul de transformare 1 : 10, miezul E-18x22 ștanțat fără deșeuri	În straturi nealternante, nesecționate, asimetrice	Înfășurarea primară în interior, cea secundară deasupra	Începutul înfășurării secundare la catod, sfârșitul la grilă	43
2	Idem	Idem	Idem	Începutul înfășurării secundare la grilă, sfârșitul la catod	100
3	Transformator de intrare ridicător, cu miez în manta și cu două bobine	În straturi nealternante, simetrice	Primară în interior, secundară în exterior	Unul din capetele înfășurării secundare la grilă, celălalt la catod	70
4	Idem	Idem	Idem	Capetele înfășurării secundare sunt conectate invers	85

în loc de $40 \div 50$ cum este cazul la legarea corectă a transformatorului în montaj (vezi tabela XV.2 nr. 1 și 2). Creșterea bruscă a capacității proprii, când se leagă greșit capetele de leșire, se explică prin faptul că prin aceasta, în capacitățile proprii a transformatorului intră capacitățile totale dintre înfășurări, deoarece capătul sub tensiune (grila de comandă), fiind legat la stratul inferior al înfășurării secundare, formează un fel de armă-

tură a condensatorului, cea de a doua armătură fiind formată de stratul superior al înfășurării primare.

Când înfășurările se fac sub formă de discuri sau în straturi alternante, influența modului de conectare a capetelor de ieșire, în cazul sarcinii asimetrice, este mai slabă, dar foarte importantă; deaceia și în acest caz este necesar să se mențină modul de conectare indicat. Dacă înfășurările transformatorului sunt simetrice, modul de conectare al capetelor este indiferent. În practică, atunci când se modifică modul de conectare se obține o oarecare modificare a capacității, care este cu atât mai mică, cu cât transformatorul este mai simetric (tabela XV.2 nr. 3 și 4).

Influența modului de conectare a capetelor înfășurării cu un număr mai mic de spire (a înfășurării primare la transformatorul de intrare și de cuplaj între lămpi, și a celei secundare la transformatorul de ieșire) asupra capacității proprii, este mult mai slabă. Totuși și aici trebuie să se mențină un anumit mod

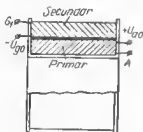


Fig. XV.19. Modul corect de conectare a capetelor de ieșire ale transformatorului de cuplaj între etaje

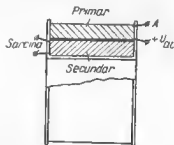


Fig. XV.20. Conectarea capetelor transformatorului de ieșire, cu înfășurarea secundară coboritoare

de conectare, deoarece cuplajul capacitiv dintre circuitul anodic al etajului de preamplificare și circuitul de grilă al etajului următor, poate provoca, în cazul schemei cu transformator, distorsiuni de frecvență și de fază, în domeniul frecvențelor de lucru superioare. În cazul celei mai simple construcții a înfășurării, pentru micșorarea cuplajului capacitiv parazit (fig. XV.19) trebuie să se lege începutul înfășurării primare a transformatorului de cuplaj, cu anodul lămpii, iar sfârșitul înfășurării secundare cu grila de comandă a lămpii din etajul următor. Această conectare determină deasemenea și o capacitate proprie minimă.

Pentru transformatorul de intrare cu înfășurarea primară asimetrică, și care are un capăt pus la pământ, conectarea corectă a capetelor înfășurărilor este similară cu cea din fig. XV.19,

cu singura diferență că începutul înfășurării primare se leagă la borna de tensiune a sursei de tensiune (dacă sursa este asimetrică) iar capătul pus la pământ al înfășurării primare la borna pusă la pământ a sursei. La transformatorul de intrare cu înfășurarea primară simetrică și înfășurarea secundară asimetrică capetele înfășurării secundare se conectează cum s'a indicat în fig. XV.19, în timp ce conectarea capetelor înfășurării primare este indiferentă, atât în cazul sursei simetrice, cât și a celei asimetrice.

După cum s'a mai indicat, datorită necesității de a mări rigiditatea dielectrică, înfășurarea anodică a transformatorului de ieșire trebuie să se așeze deasupra, iar la anodul lămpii să se conecteze sfârșitul ei (fig. XV.20). În acest caz, izolația dintre înfășurări se găsește numai sub acțiunea componentei continue a tensiunii anodice a etajului, ceea ce permite să se micșoreze grosimea ei. La această conectare și așezare a înfășurărilor se micșorează deasemenea capacitatea proprie, periculoasă din punct de vedere a duratei fenomenelor tranzitorii din transformator, în special pentru etajele ce lucrează cu impulsuri.

Pentru a ajuta pe proiectant să evalueze suficient de corect capacitatea proprie a transformatorului calculat, se dă mai jos tabela XV.3, unde figurează valorile capacităților proprii ale unei serii de transformatori fabricați. Valorile indicate în tabelă s'au obținut prin măsurări, după metoda indicată în XVII.11. Măsurările s'au executat în circuit asimetric (cazul cel mai frecvent în practică) sursa și voltmetrul având câte un pol pus la pământ. În toate cazurile, conectarea capetelor transformatorilor s'a executat după regulile indicate mai sus.

§ XV.4. Calculul numărului de spire al înfășurărilor

Numărul de spire al înfășurărilor transformatorului trebuie să satisfacă două condiții: inductanța înfășurărilor trebuie să fie egală cu inductanța obținută din calculul electric, iar inducția în miez nu trebuie să depășească valoarea admisibilă din punctul de vedere al distorsiunilor nelineare.

La calculul de construcție a transformatorilor de intrare, de cuplaj și de ieșire de mică putere, numărul spirelor înfășurării primare se determină numai după inductanța înfășurării primare, determinată din calculul electric. Aceasta deoarece inducția în miezul unor astfel de transformatori nu atinge o valoare periculoasă pentru distorsiunile nelineare. Numărul de spire al înfășurărilor secundare se găsește înmulțind numărul spirelor înfășurării primare, prin raporturile de transformare corespunzătoare.

La determinarea numărului de spire al înfășurării primare a transformatorului cu o putere mai mare de câțiva wați, se calculează numărul de spire necesar pentru obținerea inducției propuse a înfășurării primare, iar după aceea se află numărul de spire, plecând de la inductanța admisibilă în miez. Deoarece în majoritatea cazurilor inductanța înfășurării primare poate fi luată mai mare decât valoarea găsită în calculul electric, iar inducția în miez se poate lua mai mică decât valoarea admisibilă, se ia, pentru înfășurarea primară a transformatorului, dintre cele două valori găsite numărul de spire mai mare.

Pentru determinarea numărului de spire al înfășurării în funcție de inductanță, este necesar să se stabilească relația dintre inductanța bobinei cu miez din material magnetic și datele ei, adică numărul de spire, dimensiunile miezului și proprietățile materialului magnetic.

Din cursul de electrotehnică (vezi B.17 și 18) se știe că inductanța se determină ca fiind un cât obținut din împărțirea numărului înălțărilor de flux ale bobinei, prin curentul care circulă prin ea:

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{w\Phi}{i}, \quad (\text{XV.1})$$

în care L —inductanța bobinei, în cm

ψ —numărul înălțărilor de flux

i —curentul din înfășurare în unități absolute

w —numărul spirelor înfășurării

Φ —fluxul magnetic, care străbate fiecare spirală a bobinei, în maxwelli.

Pentru bobina cu miez a cărei permeabilitate magnetică

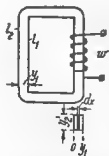


Fig. XV.21. Inductanța bobinei cu un miez îngust și lung

dinamică nu este mai scăzută de câteva sute de gauss/oersted, numai o parte neînsemnată a liniilor magnetice de forță trece în afara miezului. Presupunând că întregul flux magnetic este concentrat în miez și că secțiunea miezului în lungul circuitului magnetic este constantă, se poate calcula cu ușurință inductanța bobinei, cunoscând dimensiunile miezului, permeabilitatea magnetică a materialului și numărul de spire al bobinei. Dacă lungimea miezului depășește de mai multe ori lățimea lui (fig. XV.21), se poate considera că lungimea tuturor liniilor de forță ale circuitului magnetic este aproximativ egală, și anume:

$$l_1 \approx l_2 \approx l_{med} \text{ cm.} \quad (\text{XV.2})$$

Tabela XV.3.

Tipul transformatorului și dimensiunile miezului	Construcția înfășurărilor și tipul bobinării	Nr. secțiilor	Raportul de transformare	Nr. spirelor înfășurării secundare, în mli	Tipul conductoarelor înfășurării secundare	Grosimea stratului izolant dintre înfășurări, în mm	C _{tr} μF
1 De intrare E-20×30	În stratul, asimetrică nealternantă, neregulată, câteva straturi din foiță de țigară	Nesecționate	1 : 5	6	0,1 II3	0,5	250
2 De cuplaj între etape E-20×30	Idem	6	1 : 3	8	0,08 II3	1	40
3 Idem E-25×35	În discuri, alternantă, neregulată, fără straturi izolante	11	1 : 2	24	0,08 3II	2	67
4 De intrare E-20×30 scurtat	În straturi, simetrică, alternantă, neregulată, câteva straturi din foiță de țigară	2	1 : 8	10	0,08 II3	1	57
5 De intrare E-18×22 fără deșeurile	În straturi; asimetrică, nealternantă, regulată, straturi din hârtie de 0,05 mm	Nesecționate	1 : 12	8	0,07 II3	0,5	43

6	De cuplaj între etaje E-14×14 fără deșeu	În straturi, asimetrică, nealternantă, neregulată, câteva straturi din foiță de ugară	Idem	1 : 1,5	5,6	0,07 II3	0,3	100
7	De leșire, în manta cu două bobine secțiunea 12×20 mm	În straturi, simetrică, nealternantă, neregulată, câteva straturi din foiță de hârtie	2×2	1 : 6	6,3	0,08 II3	0,5	70
8	Idem Secțiunea 6×10 mm	Idem	4×2	1 : 70	14	0,05 II3	1	25
9	De intrare E-12×15	În straturi, asimetrică, nealternantă, regulată, garnituri 0,02 mm	Nesecți- onate	1 : 15	10,5	0,05 II3	0,5	60

În acest caz, intensitatea câmpului magnetic în stratul elementar dx este determinată de expresia:

$$H = \frac{4\pi iw}{l_{med}}. \quad (XV.3)$$

Pentru simplificarea deducției se presupune că permeabilitatea magnetică dinamică a materialului miezului este independentă de inducție; aceasta este just pentru inducții foarte mici. Atunci, fluxul magnetic în stratul elementar se va determina din expresia:

$$d\Phi = By'_2 dx = H\mu \sim y'_2 dx = \frac{4\pi\mu \sim iw y'_2}{l_{med}} dx, \quad (XV.4)$$

în care B este inducția în gauși, $\mu \sim$ este permeabilitatea dinamică a materialului miezului și y'_2 este grosimea netă a pachetului de tole.

Fluxul magnetic total al bobinei se va găsi prin integrarea relației (XV.4) între limitele 0 și y_1 .

$$\Phi = \int_0^{y_1} d\Phi = \int_0^{y_1} \frac{4\pi\mu \sim iw y'_2}{l_{med}} dx = \frac{4\pi\mu \sim iw y_1 y'_2}{l_{med}}. \quad (XV.5)$$

Substituind în (XV.1) valoarea lui Φ se obține:

$$L = \frac{4\pi\mu \sim w^2 y_1 y'_2}{l_{med}} \text{ cm} = \frac{0,4\pi\mu \sim w^2 q_c}{10^8 l_{med}} H, \quad (XV.6)$$

în care $q_c = y_1 y'_2$ reprezintă secțiunea netă a materialului magnetic al miezului.

La transformatorii folosiți în practică, linia de forță cea mai lungă l_1 este mult mai lungă decât linia de forță cea mai scurtă l_2 . Raportul între ele este de obicei situat între 1,5 și 2. Deaceia, în formula (XV.6) se substituie valoarea lungimii liniei medii de forță (medie aritmetică), care se determină din expresia:

$$l_{med} = \frac{l_1 + l_2}{2}. \quad (XV.7)$$

Deoarece se poate considera că liniile de forță parcurg unghiurile miezului după un arc de cerc, pentru miezul de tip în sămbure, lungimea liniei maxime se va determina din expresia:

$$l_2 = l_1 + 2\pi y_1 \quad (XV.8)$$

și pentru tipul în manta:

$$l_2 = l_1 + \pi y_1. \quad (XV.9)$$

Lungimea liniei de forță mijlocii este deci :

$$l_{med} = \frac{l_1 + l_2 + 2\pi y_1}{2} = l_1 + \pi y_1 \quad (XV.10)$$

și pentru miezul în manta :

$$l_{med} = \frac{l_1 + l_2 + \pi y_1}{2} = l_1 + \frac{\pi}{2} y_1. \quad (XV.11)$$

Din punct de vedere teoretic, substituirea în formula (XV.6) a lungimii medii a liniei de forță este greșită, deoarece formula precisă pentru acest caz are o altă formă. Totuși, eroarea care se obține prin această simplificare este atât de mică, încât ea poate fi neglijată aproape totdeauna.

Pentru deducerea formulei care determină inductanța bobinei cu miez din material magnetic, de secțiune egală de-a lungul circuitului magnetic, dar cu lungimea diferită a liniilor de forță, se calculează intensitatea câmpului magnetic în stratul elementar dx , pentru miezul tip sâmbure (fig. (XV.22) :

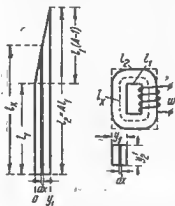


Fig. XV.22. Inductanța bobinei al cărei miez are linii de forță de lungime diferită.

$$H = \frac{4\pi iw}{l_x} = \frac{4\pi iw}{l_1 + l_2 \frac{x}{y_1} (A-1)} \quad (XV.12)$$

Aici A este raportul dintre l_2 și l_1 .

Fluxul magnetic al stratului elementar, cu o grosime netă a pachetului y'_2 , va fi :

$$d\Phi = B y'_2 dx = H \mu x y'_2 dx = \frac{4\pi \mu iw y'_2}{l_1 + l_2 \frac{x}{y_1} (A-1)} dx. \quad (XV.13)$$

Integrând expresia obținută între O și y_1 și substituind rezultatul în relația (XV.1), se obține :

$$L = \frac{w\Phi}{i} = \frac{w}{i} \int_0^{y_1} d\Phi = \frac{w}{i} \int_0^{y_1} \frac{4\pi\mu \sim l w y'_2}{l_1 + l_2 \frac{x}{y_1} (A-1)} dx =$$

$$= 4\pi\mu \sim w^2 y_1 y'_2 \frac{\ln A}{l_1 (A-1)} \text{ cm} = 0,4 \pi\mu \sim w^2 q_c 10^{-8} \frac{\ln A}{l_1 (A-1)} \text{ H}$$
(XV.14)

Comparând formulele (XV.6) și (XV.14) se poate vedea cu ușurință că în ultima mărimea:

$$\frac{l_1 (A-1)}{\ln A} \quad \text{(XV.15)}$$

înlocuște lungimea liniei de forță medii din prima formulă:

$$l_{\text{med}} = \frac{l_1 + l_2}{2} = \frac{l_1 + Al_1}{2} = l_1 \frac{1+A}{2}. \quad \text{(XV.16)}$$

Calculul dovedește că expresiile (XV.15) și (XV.16) și prin urmare (XV.14) și (XV.6) nu diferă mult: dacă $A=2$, formula mai precisă (XV.14) dă valoarea L cu 4⁰/₀ mai mare decât formula simplificată, iar dacă $A=1,5$ diferența este mai mică de 1,5⁰/₀. Deaceia, folosirea formulei precise este justificată doar în cazuri speciale; de obicei precizia formulei simplificate (XV.6) este complet suficientă.

Curba de variație a permeabilității dinamice a materialului magnetic cu inducția, are trei porțiuni caracteristice. La inducții foarte mici permeabilitatea este constantă. La creșterea inducției, permeabilitatea crește proporțional cu mărirea inducției și atinge valoarea maximă. La creșterea mai departe a inducției, permeabilitatea începe să scadă.

Formulele indicate mai sus, pentru calculul inductanței, sunt deduse cu condiția independenței permeabilității de inducție. În domeniul inducțiilor pentru care permeabilitatea crește proporțional cu valoarea inducției, fluxul magnetic se concentrează și mai intens în partea liniilor de forță scurte, în inductanța efectivă a bobinei se obține puțin mai mare decât cea calculată după formula (XV.14). La inducțiile la care permeabilitatea deabia începe să scadă, are loc fenomenul invers, iar inductanța efectivă se obține puțin mai mică decât cea calculată. Nepotrivirea provocată de variația permeabilității cu inducția nu depășește 1-2⁰/₀, la raporturile dimensionale ale măsurilor folosite în practică, deaceia poate fi neglijată.

Pentru calculul inductanței bobinei cu miez, cu secțiune

neuniformă în lungul circuitului magnetic, poate fi folosită formula simplificată (XV.6), dar aici în loc de lungimea medie a liniei de forță l_{med} este necesar să se substitue lungimea raportată a liniei de forță.

Lungimea raportată poate fi determinată în modul următor: în expresia (XV.6), dedusă pentru miezul cu secțiunea uniformă în lungul circuitului magnetic, raportul $\frac{l_{med}}{\mu \sim q_c}$ reprezintă reluctanța circuitului magnetic R_m :

$$L = 0,4 \pi \mu \sim w^2 10^{-8} \frac{\mu \sim q_c}{l_{med}} = 0,4 \pi \mu \sim w^2 10^{-8} \frac{1}{R_m} \quad (XV.17)$$

Fluxul magnetic al bobinei și prin urmare și inductanța ei sunt invers proporționale cu valoarea reluctanței. Pentru miezul cu secțiunea neuniformă în lungul circuitului magnetic, reluctanța se va determina din expresia:

$$R_m = \frac{l_{med1}}{\mu \sim q_{c1}} + \frac{l_{med2}}{\mu \sim q_{c2}} + \frac{l_{med3}}{\mu \sim q_{c3}} + \dots, \quad (XV.18)$$

în care l_{med1} , l_{med2} și l_{med3} sunt lungimile porțiunilor de diferite secțiuni, iar q_{c1} , q_{c2} și q_{c3} sunt secțiunile corespunzătoare acestor porțiuni. Această expresie poate fi prezentată sub forma:

$$R_m = \frac{1}{\mu \sim q_{c1}} \left(l_{med1} + \frac{q_{c1}}{q_{c2}} l_{med2} + \frac{q_{c1}}{q_{c3}} l_{med3} + \dots \right) = \frac{l_{med}}{\mu \sim q_{c1}} \quad (XV.19)$$

în care l_{med} este lungimea raportată a liniei de forță;

$$l_{med} = l_{med1} + \frac{q_{c1}}{q_{c2}} l_{med2} + \frac{q_{c1}}{q_{c3}} l_{med3} + \dots \quad (XV.20)$$

Când miezul de secțiune dreptunghiulară se face din tole stanțate sau tăiate, prin suprapunere în părți opuse, secțiunea lui se obține proporțională cu lățimea tolei, pe porțiunea respectivă. De exemplu, pentru miezul tip sămbure, raportul dintre secțiunea jugului și secțiunea brațului este egal cu raportul dintre lățimea tolei jugului și lățimea tolei brațului. De aceea, pentru miezul tip sămbure (fig. XV.23), lungimea raportată a circuitului magnetic se determină ca fiind:

$$I_{med} \approx 2h + \frac{y_1}{y_3} \left(2b + \frac{2\pi \frac{y_1}{2} + \frac{y_3}{2}}{4} \right) =$$

$$= 2h + \frac{y_1}{y_3} \left[2b + \frac{\pi(y_1 + y_3)}{2} \right]. \quad (XV.21)$$

Pentru miezul tip manta, cu condiția ca secțiunea brațelor laterale să fie egală cu secțiunea jugului, se obține expresia:

$$I_{med} = h + \frac{y_1}{2y_3} \left[h + 2b + \frac{\pi y_3}{2} + \right.$$

$$\left. + \frac{\pi(0,25 y_1 + 0,5 y_3)}{2} \right]. \quad (XV.22)$$

Calculul inductanței bobinei cu secțiunea neuniformă a miezului se execută după formula (XV.6), substituind în ea valoarea lungimii raportate a liniei de forță, calculată din expresiile (XV.21) (sau (XV.22).

Tensiunea dintre punctele A și B din schema echivalentă a transformatorului pentru frecvențele inferioare, egală cu forța contraelectromotoare a înfășurării primare (fig. XV.24), indusă de fluxul magnetic, poate fi determinată prin expresia:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2}, \quad (XV.23)$$

în care E_{m1} — amplitudinea torței contraelectromotoare a înfășurării primare,

U_{m1} — amplitudinea tensiunii aplicate înfășurării primare.

Transformatorii de mică putere funcționează în clasă A, deci pentru ei rezistența înfășurării primare r_1 trebuie să fie egală cu rezistența reportată a înfășurării secundare r'_2 . Înfo-

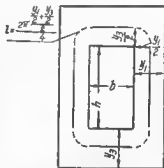


Fig. XV. 23. Lungimea raportată a liniei de forță din miezul în sâmbure cu secțiunea neuniformă.

* La deducerea formulei (XV.23) s'a presupus că reactanța inductanței L_1 este mare în raport cu rezistența brațului în derivație ($r'_2 + R'_2$) și s'a neglijat curentul din inductanță. (N. Trad.)

cuind raportul rezistențelor prin randament, conform formulei (II.54) se obține :

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{1+\eta}{2} . \quad (\text{XV.24})$$

Dacă randamentul este de aproximativ 0,9 sau mai mare, ca de pildă la transformatorii de ieșire de putere medie și mare, numitorul și numărătorul expresiei (XV.24) sunt aproape egali, iar amplitudinea forței contraelectromotoare poate fi considerată aproximativ egală cu amplitudinea tensiunii aplicate :

$$E_{m1} \approx U_{m1} . \quad (\text{XV.25})$$

Amplitudinea forței contraelectromotoare indusă la variația sinusoidală a fluxului magnetic, după cum se știe din principiile de electrotehnică, este egală cu produsul dintre înălțuirile de flux ψ și pulsația ω :

$$E_{m1} = \omega \psi = \omega w_1 q_c B_m \cdot 10^{-8} \text{ V} . \quad (\text{XV.26})$$

Prin substituirea în expresia (XV.26) a valorii E_{m1} din expresia (XV.24), și prin determinarea amplitudinii inducției B_m la pulsația de lucru inferioară ω_i va rezulta :

$$B_m = U_{m1} \cdot 10^8 \frac{1+\eta}{2\omega_i w_1 q_c} , \quad (\text{XV.27})$$

care, la un randament apropiat de unitate, se transformă în :

$$B_m \approx \frac{U_{m1} 10^8}{\omega_i w_1 q_c} . \quad (\text{XV.28})$$

Rezolvând expresiile (XV.6), (XV.27) și (XV.28) în raport cu w_1 , se obțin pentru determinarea numărului de spire ale înfășurării primare a transformatorului, formulele de mai jos.

În funcție de inductanța înfășurării primare avem :

$$w_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 I_{med}}{\mu \approx q_c}} . \quad (\text{XV.29})$$

În funcție de amplitudinea componentei alternative a in-

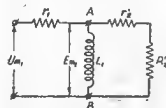


Fig. XV.24. Schema echivalentă a transformatorului, pentru frecvențe inferioare.

ducției d în miez, pentru transformatorul cu randament scăzut, avem:

$$w_1 = \frac{U_{m1} \cdot 10^8 (1 + \eta)}{2w_i q_c B_{mi}}. \quad (\text{XV.30})$$

În funcție de amplitudinea componentei alternative a inducției, pentru transformatorul cu randament ridicat, avem:

$$w_1 = \frac{U_{m1} \cdot 10^8}{w_i q_c B_{mi}}. \quad (\text{XV.31})$$

Să studiem acum metodele de calcul al numărului de spire al înfășurării primare a transformatorului, pentru cazurile cele mai frecvente.

1. *Transformatorul de mică putere (de cel mult câteva zecimi de watt) de intrare, de cuplaj între etaje, sau de ieșire, care lucrează fără magnetizare de curent continuu.*

Spirele înfășurării primare se determină după formula (XV.29), luând din tabela (XI.1) ca permeabilitate a materialului magnetic, permeabilitatea lui inițială $\mu_{\sim i}$; prin aceasta, formula de calcul ia forma:

$$w_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 I_{med}}{\mu_{\sim i} q_c}}. \quad (\text{XV.32})$$

Valoarea I_{med} se determină după formulele (XV.10), (XV.11), (XV.21) sau (XV.22) după cum miezul este tip sâmbure sau manta, și după cum are o secțiune uniformă sau neuniformă a circuitului magnetic.

2. *Transformatorul de mică putere (cel mult câteva zecimi de watt) de intrare, de cuplaj sau de ieșire, care lucrează cu magnetizare permanentă de curent continuu.*

În acest caz se execută mai întâi determinarea aproximativă a numărului de spire ale înfășurării primare, după formula (XV.29) substituind în ea în loc de μ_{\sim} valoarea aproximativă a permeabilității efective inițiale μ_{ai} , determinând după curba din fig. XI.14:

$$w_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 I_{med}^2}{\mu_{ai} q_c}}. \quad (\text{XV.33})$$

Pentru determinarea valorii μ_{ai} după curba din fig. XI.14 este necesar să se afle în prealabil valoarea $L_1 I_0^2$, în care L_1 este inductanța înfășurării primare a transformatorului în henry, iar I_0 este componenta continuă a curentului înfășurării primare,

în amperi. Valoarea I_{med} se calculează după formulele (XV.10) (XV.11), (XV.21) sau (XV.22), în funcție de tipul și de construcția miezului. După calcularea aproximativă a numărului spirelor se determină numărul amper-spirelor de magnetizare de curent continuu, pentru 1 cm de lungime a liniei de forță, după expresia :

$$aw_0 = \frac{I_{01} w_1}{I_{med}}, \quad (XV.34)$$

iar după aceea se determină valoarea precisă μ_{ai} , din curbele μ_{ap} în funcție de aw_0 , pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, date în fig. XV.25. Dacă valoarea calculată pentru μ_{ai} nu diferă de mărimea substituită în formula (XV.33), spirele sunt determinate precis și nu trebuie să se introducă niciun fel de corecție. Dacă valoarea determinată din fig. (XV.25) diferă

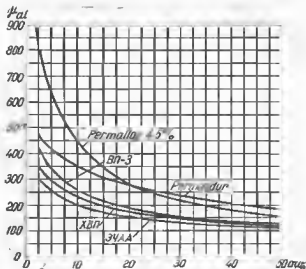


Fig. XV.25. Curbele medii ale permeabilității inițiale efective, ținând seama de întrefierul optim, pentru principalele materiale magnetice moi.

de valoarea aproximativă găsită anterior, se face recalcularea spirelor, substituind în formula (XV.33) valoarea găsită pentru μ_{ai} .

Valoarea întrefierului optim, în procente din lungimea liniei

de forță a miezului, se calculează după curba din fig. XV.26, prin expresia:

$$l_a = \frac{a l_{med}}{100} \quad (XV.35)$$

Dacă în calea liniei de forță a miezului există numai un singur întrefier (miezul cu întrefierul decupat, fig. XIV.10) el se ia egal cu cel găsit din expresia (XV.35); dacă în calea liniei de forță există două întrefieruri (fig. XIV.5, XIV.11 a, b) atunci garnitura dintre părțile miezului se ia cu o grosime de două ori mai mică decât valoarea găsită pentru l_a .

3. *Transformatorii de putere medie sau mare, la care există pericolul ca inducția să depășească valoarea admisibilă.*

Pentru acești transformatori se determină mai întâi numărul spirelor înfășurării primare, plecând de la inductanța ei propusă, după formula (XV.32) și metoda expusă la punctul 1, sau după formula (XV.33) și metoda de la punctul 2, după cum transformatorul are sau nu magnetizare de curent continuu. După aceasta se determină numărul necesar de spire, plecând de la inducția maximă admisibilă în miez B_{mp} , la puterea de lucru inferioară w_i ; valoarea aproximativă a inducției maxime este indicată în § XIV.5. Numărul spirelor se determină după formula (XV.30), dacă valoarea randamentului nu depășește 0,9 și după formula (XV.31) pentru valorile lui η care depășesc 0,9.

Dacă numărul spirelor, determinat în funcție de inductanța propusă a înfășurării, s'a obținut mai mare decât numărul spirelor stabilit în funcție de inducția admisibilă, înfășurarea se face cu numărul de spire calculat după inductanța înfășurării. Caracteristica de frecvență a transformatorului va fi prin această complet echivalentă cu aceea propusă în calculul electric al etajului cu transformator, deoarece mărimea inductanței înfășurării primare va fi egală cu mărimea necesară stabilită prin calculul electric. În acest caz inducția maximă în miez va fi mai mică decât valoarea maximă admisibilă.

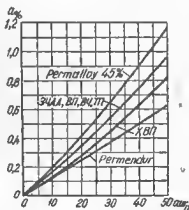


Fig. XV.26. Curbele întrefierurilor optime la inducții alternative mici, pentru principalele materiale magnetice moi.

Dacă numărul spirelor calculat după inducția propusă este mai mic decât numărul spirelor necesar pentru obținerea inducției propuse în miez, înfășurarea se execută cu numărul de spire egal cu cel găsit în funcție de inducția maximă admisibilă. După aceasta, se calculează inducția înfășurării primare care se obține cu numărul de spire ales. În acest scop, se folosește formula (XV.6), în care se substituie numărul de spire ales și valoarea μ_{\sim} sau μ_a după cum transformatorul are sau nu magnetizare de curent continuu. Valoarea μ_{\sim} sau μ_a se ia cea corespunzătoare amplitudinii minime a semnalului, la care trebuie să se mențină caracteristica de frecvență propusă. Dacă se presupune această amplitudine egală cu 0,01-0,03 din amplitudinea maximă tolosită în calcul, atunci permeabilitatea trebuie să se ia pentru o inducție în materialul miezului, egală cu 0,01-0,03 din valoarea care s'a substituit în formula (XV.30) sau (XV.31). Calculând inducția înfășurării primare a transformatorului, la amplitudinea minimă a semnalului, se determină distorsiunile de frecvență produse de transformatori, în domeniul frecvențelor de lucru inferioare, după formulele indicate în prima parte a cărții. Desigur, ele vor fi mai mici decât cele dela care s'a plecat, la calculul electric.

Pentru determinarea caracteristicii de frecvență a etajului de amplificare și prin urmare a întregului amplificator sunt necesare aceste date asupra distorsiunilor de frecvență.

La frecvența de lucru inferioară coeficientul de nelinearitate a transformatorului se determină după metoda descrisă în capitolul X. Când coeficientul de nelinearitate este prea mare, se micșorează inducția în miez, prin mărirea numărului de spire ale înfășurării primare, deci este necesar să se execute din nou calculele indicate.

După ce se stabilește numărul spirelor înfășurării primare a transformatorului se poate calcula cu ușurință numărul spirelor înfășurării secundare, în funcție de raportul de transformare:

$$w_2 = w_1 n \quad (\text{XV.36})$$

Dacă transformatorul are mai multe înfășurări secundare, numărul spirelor înfășurărilor secundare se determină în funcție de raporturile de transformare corespunzătoare:

$$w_{21} = w_1 n_1 ; \quad w_{22} = w_1 n_2 ; \quad w_{23} = w_1 n_3 \text{ etc.} \quad (\text{XV.37})$$

în care n_1 , n_2 , n_3 , sunt raporturile de transformare a primei, a celei de a doua, a celei de a treia înfășurări secundare în raport cu înfășurarea primară (vezi paragraful II.6.)

§ XV.5. Calculul diametrului conductorului înfășurărilor.

Determinarea diametrului conductorului înfășurărilor transformatorului de joasă frecvență se efectuează în funcție de valoarea rezistenței înfășurărilor, stabilită prin calculul electric.

Pentru simplificarea calculului se presupune aproape totdeauna că rezistența înfășurării este egală cu rezistența ei în curent continuu. Diametrul conductorului înfășurării poate fi calculat din ecuația care determină rezistența conductorului în curent continuu :

$$r = \rho_{Cu} \frac{l}{q} = \rho_{Cu} \frac{4l}{\pi d^2} \quad (\text{XV.38})$$

în care r — rezistența înfășurării (Ω)
 l — lungimea conductorului (m)
 q — secțiunea conductorului (mm^2)
 d — diametrul conductorului (mm)
 ρ_{Cu} — rezistența specifică a cuprului conductorului.

Substituind în expresia (XV.38) valoarea ρ_{Cu} , egală cu 0,0175 (în unitățile de măsură alese și la temperatura de 20°C), și determinând de aici diametrul, va rezulta :

$$d_{(\text{mm})} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{(\text{m})}}{r_{(\Omega)}}} \quad (\text{XV.39})$$

Dacă înfășurările transformatorului se încălzesc, sau transformatorul funcționează la o temperatură ridicată, în calculul diametrului conductorului trebuie să se țină seama de creșterea rezistenței înfășurării, la creșterea temperaturii. În acest caz, diametrul conductorului se determină după formula :

$$d_{(\text{mm})} = 0,15 \sqrt{\frac{[1 + 0,004(t^\circ - 20)] l_{(\text{m})}}{r_{(\Omega)}}}, \quad (\text{X.40})$$

în care t° este temperatura aproximativă, la care funcționează sau până la care se încălzește înfășurarea, calculată în grade centigrade.

Pentru determinarea diametrului conductorului înfășurării, după formulele (XV.39) și (XV.40), trebuie să se cunoască lungimea totală a conductorului înfășurării. Aceasta este egală cu produsul dintre lungimea spirei medii a înfășurării și numărul de spire. Deoarece lungimea spirei medii a înfășurării poate fi determinată precis numai după calculul așezării înfășurărilor pe transformator, la determinarea diametrului conductorului este necesar să se găsească o valoare aproximativă a lungimii spirei

medii a înfășurărilor și să se calculeze lungimea conductorului înfășurării din expresia :

$$l = l_{\text{med}} w, \quad (\text{XV.41})$$

Până la calculul de construcție a inducției de scăpări a transformatorului, nu se stabilește dacă construcția înfășurărilor trebuie să fie alternantă sau nealternantă. Deaceia, lungimea spirei medii se consideră identică pentru ambele înfășurări ale transformatorului. Aceasta corespunde exact construcției înfășurărilor stratificate alternante, sau în discuri, și aproximativ construcției stratificate nealternante.

Lungimea spirei medii a transformatorului depinde de faptul dacă el are una sau două bobine. Să studiem determinarea lungimii medii a spirei, pentru ambele cazuri.

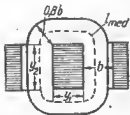


Fig. XV.27. Determinarea cu aproximație a lungimii spirei medii, pentru transformatorul cu o singură bobină

1. *Transformatorul cu o singură bobină.* În practică transformatorul cu o singură bobină are totdeauna miezul de tip în manta (fig. XV.27), deoarece transformatorul în sămbure cu o singură bobină nu se folosesc aproape deloc. Totuși, formula (XV.42) rămâne corectă și pentru transformatorul în sămbure cu o singură bobină. Pentru determinarea lungimii spirei medii se notează prin :

y_1 — lățimea brațului miezului
 y_2 — grosimea pachetului de tole

b — lățimea ferestrei

Presupunând grosimea totală a înfășurărilor egală cu $0,8$ din lățimea ferestrei, cazul cel mai frecvent în practică, lungimea spirei medii se va determina din expresia :

$$l_{\text{med}} \approx 2y_1 + 2y_2 + 2\pi \cdot 0,4 b = 2y_1 + 2y_2 + 2,5 b. \quad (\text{XV.42})$$

2. Transformatorul cu două bobine

Transformatorul cu două bobine este transformatorul în sămbure. Dacă secțiunea miezului este dreptunghiulară, folosind aceleași notații ca și în cazul precedent și presupunând grosimea totală a înfășurării fiecărei bobine a transformatorului egală cu $0,35b$ (fig. XV.28) va rezulta că în acest caz :

$$l_{\text{med}} \approx 2y_1 + 2y_2 + \pi \cdot 0,35 b = 2y_1 + 2y_2 + 1,1 b. \quad (\text{XV.43})$$

În cazul secțiunii miezului în trepte (carcase runde) la

diametrul d și grosimea înfășurării egală cu $0,35b$ (fig. XV.29), lungimea spirei medii va fi:

$$l_{med} \approx \pi \cdot d + \pi \cdot 0,35 b = 3,14 (d + 0,35 b) \quad (XV.44)$$

Astfel, pentru determinarea diametrului necesar al conductorului se calculează lungimea spirei medii a transformatorului după formula (XV.42), (XV.43), sau (XV.44). După aceea se determină lungimea totală a conductorului înfășurării, înmulțind lungimea spirei medii prin numărul de spire. Lungimea totală, în metri, se substitue în formula (XV.39) sau (XV.40), de unde

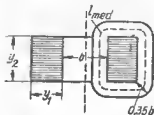


Fig. XV.28. Lungimea spirei medii a transformatorului în mantă cu secțiunea miezului dreptunghiulară.

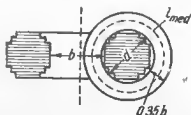


Fig. XV.29. Lungimea spirei medii a transformatorului în sâmbure cu secțiunea miezului în trepte.

se determină diametrul conductorului. Diametrul găsit se rotunjește până la cea mai apropiată valoare standardizată, folosind standardul referitor la conductori, indicat în anexă. Se alege apoi felul izolației conductorului, în conformitate cu destinația și puterea transformatorului, după cum s'a arătat la punctul 1 paragraful XV.2.

La determinarea diametrului conductorului înfășurării secundare a transformatorilor ridicători, în special în cazul transformatorilor cu miez din permalloy, diametrul găsit după formula (XV.39) se obține în unele cazuri egal cu $0,03$ mm și chiar mai subțire. Conductorul cu acest diametru are o rezistență mecanică foarte scăzută și o foarte mică rezistență la coroziune. În aceste cazuri, diametrul conductorului înfășurării trebuie mărit până la diametrul la care înfășurarea să fie suficient de rezistentă din punct de vedere mecanic, iar bobinarea să nu prezinte greutăți în fabricație. Pentru transformatorii care funcționează în condiții normale de exploatare (aparatajul se află într-o încăpere locuită), la o bună impregnare sau acoperire a înfășurărilor, cu o compoziție izolantă neutră, diametrul minim admisibil pentru conductor se consideră de $0,05$ mm.

Pentru transformatorii care lucrează în condiții grele (aparatajul mobil), nu trebuie să se folosească un conductor mai subțire decât $0,07 \div 0,08$ mm, chiar la impregnarea sau acoperirea transformatorului cu o compoziție izotantă. Folosirea conductorului de 0,05 mm este admisibilă, în aceste condiții, doar la ermetizarea transformatorului.

La proiectarea transformatorului pentru producție, trebuie să se indice toleranțele asupra diametrului conductorului înfășurării primare și secundare, adică să se indice diametrul minim și maxim admisibil al conductorului înfășurării. Diametrul minim admisibil se stabilește de obicei prin rotunjirea diametrului calculat din expresia (XV.39) sau (XV.40), până la cel mai apropiat diametru standardizat inferior. În cazul conductorilor subțiri se ia ca diametru maxim diametrul standardizat cel mai apropiat superior. În cazul conductorilor groși, mai ales când înfășurarea se bobinează în strat și are un număr de straturi redus și un strat incomplet, se includ în toleranță uneori câțiva diametri standardizați învecinați. Trebuie însă să se țină seama că toleranța pentru conductorul înfășurărilor mărește consumul de cupru pentru transformator și ne obligă să luăm un miez cu dimensiuni mai mari, scumpind prin aceasta transformatorul și mărindu-l greutatea. Alături de aceasta, modificarea înălțimii înfășurărilor, la diferiți diametri al conductorului, duce la modificarea inductanței de scăpări a transformatorului și prin urmare și a caracteristicii de frecvență. Deaceia nu trebuie să se admită toleranțe prea largi, iar în cazurile când se poate renunța la ele, nu se vor utiliza deloc.

§ XV.6. Calculul inductanței de scăpări, după datele de construcție ale transformatorului.

La proiectarea transformatorului este necesar să se construiască și să se așeze astfel înfășurările, încât inductanța lor de scăpări să asigure obținerea caracteristicii de frecvență propuse, în domeniul frecvențelor de lucru superioare.

La transformatorul cu sarcină rezistivă, după cum se arată în § II.4 inductanța de scăpări provoacă, în domeniul frecvențelor de lucru superioare, distorsiuni de frecvență, care cresc odată cu inductanța de scăpări. Micșorarea inductanței de scăpări provoacă micșorarea distorsiunilor de frecvență și reduce durata fenomenelor tranzitorii din transformator. Deaceia, inductanța de scăpări determinată din calculul electric este considerată, în acest caz, ca fiind limita superioară pentru inductanța de scăpări determinată din datele de construcție ale trans-

formatorului. Dacă inductanța de scăpări determinată din datele de construcție se obține mai mică decât valoarea obținută prin calculul electric, este necesar să se calculeze caracteristica de frecvență a etajului cu transformator, substituind în formula de calcul valoarea inductanței de scăpări, determinată din calculul de construcție.

În cazul unei sarcini inductive sau capacitive a transformatorului, variația inductanței de scăpări provoacă variația caracteristicii de frecvență, în domeniul frecvențelor de lucru superioare, făcând-o incompatibilă cu condițiile puse. Deaceia, la proiectarea transformatorului cu sarcină capacitivă sau inductivă, inductanța lui de scăpări trebuie să fie făcută egală cu mărimea obținută prin calculul electric.

1. Calculul inductanței de scăpări a înfășurării nealterante.

În cazul așezării nealterante inductanța de scăpări a înfășurărilor transformatorului (fig. XV.30) după cum se știe din principiile de electrotehnică, se determină cu o suficientă precizie din expresiile :

$$L_{s1} = \frac{0,4 \pi k w_1^2 l_{Cu1}}{10^8 h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_1}{3} \right) \text{ H,} \quad (\text{XV.45})$$

$$L_{s2} = \frac{0,4 \pi k w_2^2 l_{Cu2}}{10^8 h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3} \right) \text{ H,} \quad (\text{XV.46})$$

- în care L_{s1} — inductanța de scăpări a înfășurării primare,
 L_{s2} — inductanța de scăpări a înfășurării secundare,
 w_1 — numărul spirelor înfășurării primare,
 w_2 — numărul spirelor înfășurării secundare,
 h — lungimea înfășurărilor, în lungul fluxului de scăpări,
 δ — distanța între înfășurări (grosimea stratului izo-lant)
 A_1 — grosimea înfășurării primare, transversal pe linia fluxului de scăpări,
 A_2 — grosimea înfășurării secundare, transversal pe linia fluxului de scăpări,
 l_{Cu1} — lungimea spirei medii a înfășurării primare,
 l_{Cu2} — lungimea spirei medii a înfășurării secundare,
 k — un coeficient determinat experimental, care depinde de tipul înfășurării și de datele miezului.

În formulele indicate mai sus toate dimensiunile lineare sunt exprimate în cm.

Inductanța de scăpări a transformatorului reprezintă suma

dintre inductanța de scăpări a înfășurării primare L_{s1} și inductanța de scăpări a înfășurării secundare raportată la înfășurarea primară L'_{s2} . Notând prin L_{sc} valoarea inductanței de scăpări a transformatorului, determinată de datele lui constructive, se obține:

$$L_{sc} = L_{s1} + L'_{s2} = L_{s1} + \frac{L_{s2}}{n^2} =$$

$$= \frac{0,4 \pi k w_1^2 l_{Cu1}}{10^8 h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_1}{3} \right) + \frac{0,4 \pi k w_2^2 l_{Cu2}}{10^8 h n^2} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3} \right) \text{H. (XV.47)}$$

În cazul construcției înfășurărilor în discuri, lungimea spirei medii a înfășurării primare este egală cu lungimea spirei medii a înfășurării secundare și nu diferă de lungimea spirei medii a transformatorului, care se determină din formulele (XV.42), (XV.43) și (XV.44). În cazul construcției stratificate, lungimea spirei medii a înfășurării primare diferă de lungimea spirei medii a înfășurării secundare.

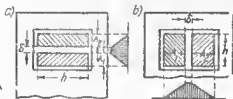


Fig. XV.30. Construcția nealternantă a înfășurărilor și diagrama fluxului de scăpări: a) construcția stratificată; b) construcția în discuri.

(XV.47) se înlocuiesc l_{Cu1} și l_{Cu2} prin lungimea spirei medii a transformatorului l_{Cu} egală cu semisuma dintre l_{Cu1} și l_{Cu2} , aceasta nu va provoca o eroare însemnată. Efectuând această substituție și substituind deasemenea în locul spirelor înfășurării secundare, spirele înfășurării primare multiplicat cu raportul de transformare, după transformări simple se va obține:

$$L_{sc} = L_{s1} + L'_{s2} = \frac{0,4 \pi k l_{Cu} w_1^2}{10^8 h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) \text{H. (XV.48)}$$

Această formulă se utilizează pentru calculul inductanței de scăpări a transformatorului cu așezarea nealternantă a înfășurărilor, în funcție de datele lui constructive. Valoarea coeficientului experimental depinde de relațiile dimensionale ale miezului, de tipul înfășurărilor și de numărul alternărilor. Valoarea aproximativă a acestui coeficient este indicată în tabela XV.4.

Tipul și amplasarea înfășurărilor	k
Construcția înfășurărilor stratificată nealternantă	0,8 - 0,9
Construcția înfășurărilor în discuri nealternante	0,7 - 0,8
Construcția alternantă stratificată și în discuri	0,9 - 1,0

Dintre aceste valori, cele mai mici se obțin în cazul transformatorilor cu tensiuni de lucru ridicate, în care există mari interstiții izolatoare între înfășurare și miez, precum și în cazul unui număr redus de secții alternante.

2. Calculul inductanței de scăpări a înfășurării alternante.

Deseori, la așezarea nealternantă a înfășurărilor, inducția de scăpări este mult mai mare decât valoarea stabilită prin calculul electric. În acest caz se folosește alternarea înfășurărilor, care permite să se reducă inductanța de scăpări a transformatorului până la valoarea necesară.

Când înfășurarea se așează în straturi, numărul părților alternante nu se face de obicei mai mare de trei, deoarece dacă numărul lor este mai mare, crește simțitor prețul de cost al confecționării transformatorului și scade coeficientul de umplere a ferestrei miezului. De aceea, construcția înfășurărilor alternantă, în straturi, se execută aproape întotdeauna prin separarea uneia din înfășurări în două părți, între care se bobinează cealaltă înfășurare. Părțile în care se separă una din înfășurări pot fi atât egale cât și inegale.

În cazul construcției înfășurării în discuri alternante, foarte rar, din cauza costului mai ridicat al fabricației și a unei rezistențe mecanice mai scăzute, numărul secțiilor se ia neperche și nu depășește $7 \div 9$. În cazul numărului pereche al secțiilor, inductanța de scăpări a transformatorului crește brusc. Dacă numărul total al secțiilor alternante este mai mare decât trei, pentru obținerea inducției de scăpări minime a transformatorului, secțiile din margine trebuie să se execute cu numărul spirelor jumătate, în comparație cu secțiile interioare ale aceleiași înfășurări (fig. XV.31). Prin aceasta, diagrama fluxului magnetic de scăpări este constituită din elemente identice și simetrice. Înfășurarea se numește deci de tip simetric. Pentru determinarea inductanței de scăpări a aceleiași înfășurări studiem diagrama fluxului de scăpări. După cum se vede din fig. XV.31

într-o serie de puncte diagrama trece prin valoarea zero. În aceste locuri lipsește câmpul de scăpări magnetice. Prin aceste puncte înfășurarea este împărțită într-un șir de elemente identice, nelegate între ele prin fluxul de scăpări. Deaceia, inductanța de scăpări a întregii înfășurări poate fi obținută printr-o însumare simplă a inductanțelor de scăpări ale diferitelor elemente.

Se poate vedea cu ușurință că numărul acestor elemente m este totdeauna mai mic cu o unitate, decât numărul secțiilor alternante s

$$m = s - 1. \quad (\text{XV.49})$$

Inductanța de scăpări a unui element L_{sm} raportată la înfășurarea primară, se poate determina prin expresia (XV.48), substituind în ea numărul spirelor din înfășurarea primară care

Fig. XV.31. Înfășurarea alternantă simetrică și diagrama fluxului de scăpări.

intră într'un element w_{1m} , grosimea înfășurării primare și secundare a unui element a_{1m} și a_{2m} și distanța între secțiile alternante (grosimea izolației) δ :

$$L_{sm} = \frac{0,4\pi k l C_u w_{1m}^2}{10^8 h} \left(\delta + \frac{a_{1m} + a_{2m}}{3} \right). \quad (\text{XV.50})$$

Mărimile w_{1m} , a_{1m} , a_{2m} , δ se exprimă prin numărul total al spirelor înfășurării primare w_1 , prin grosimea totală a înfășurărilor A_1 și A_2 și întrefierul total (grosimea totală a izolației) între secții Δ , în modul următor:

$$w_{1m} = \frac{w_1}{m}; \quad (\text{XV.51})$$

$$a_{1m} = \frac{A_1}{m}; \quad (\text{XV.52})$$

$$a_{2m} = \frac{A_2}{m}; \quad (\text{XV.53})$$

$$\delta = \frac{\Delta}{m}. \quad (\text{XV.54})$$

Substituind în formula (XV.50) aceste valori și adunând inductanțele de scăpări ale tuturor elementelor, se obține expresia care determină inductanța de scăpări totală a transformatorului cu înfășurare alternantă, în straturi sau în discuri, de tip simetric:

$$L_s = \sum L_{sm} = \frac{1}{m^2} \frac{0,4 \pi k l_{Cu} w_1^2}{10^8 h} \left(\Delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right), \quad (XV.55)$$

în care m este numărul elementelor înfășurării, egal cu numărul secțiilor înfășurărilor mai puțin unu. După cum se vede din formula (XV.55) inductanța de scăpări a transformatorului scade foarte repede, prin mărirea numărului de elemente ale înfășurării, și anume proporțional cu pătratul numărului lor.

3. Ajustarea inductanței de scăpări, în cazul înfășurărilor așezate în straturi.

Când înfășurările sunt așezate în straturi (cilindrice), numărul părților alternante ale înfășurărilor nu trebuie să se facă mai mare decât trei, după cum s'a indicat mai sus. În acest caz, și inductanța de scăpări a transformatorului se micșorează, în comparație cu înfășurarea cilindrică nealternantă, aproximativ de patru ori.

Deaceia, la calculul de construcție al transformatorului cu înfășurările așezate în straturi, se determină întâi din formula (XV.48) inductanța de scăpări, care se obține la așezarea înfășurărilor în straturi nealternante. Dacă valoarea inductanței de scăpări găsită este mai mică decât cifra obținută din calculul electric, atunci pentru transformatorul cu sarcină rezistivă, aceasta este perfect admisibilă, transformatorul se execută cu înfășurare nealternantă, iar caracteristica de frecvență, în banda frecvențelor superioare, se construiește după inductanța de scăpări, calculată din formula (XV.48). Dacă este însă necesar să se obțină valoarea L_s , fixată prin calculul electric, se iau măsuri pentru mărirea ei până la valoarea necesară. Pentru aceasta, mijlocul cel mai eficace constă în mărirea distanței dintre înfășurări, adică în mărirea grosimii stratului izolant care separă înfășurările. Deasemenea se poate mări numărul spirelor înfășurărilor, ceea ce este totuși nefavorabil, deoarece mărește consumul de conductori pentru transformator. Dacă este necesar să se mărească mult factorul de scăpări se poate trece la așezarea înfășurărilor în discuri nealternante (fig. XV.30b), ceea ce permite să se mărească inductanța de scăpări a transformatorului, de mai multe ori.

Dacă inductanța de scăpări calculată din formula (XV.48) depășește de cel mult patru ori valoarea fixată prin calculul electric, se folosește așezarea înfășurărilor în straturi alternante, împărțind una din ele în două părți și așezând cealaltă înfășurare între jumătățile primei înfășurări. La transformatorii de intrare și de cuplaj, se imparte de obicei în două părți înfășurarea secundară, iar înfășurarea primară este așezată între jumătățile înfășurării secundare; la transformatorii de ieșire se procedează invers (se împarte în două părți înfășurarea primară). Aceasta permite să se micșoreze atât capacitatea proprie a transformatorului, cât și cuplajele capacitive din etajul de amplificare.

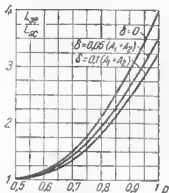


Fig. XV.32 Diagrama pentru determinarea inductanței de scăpări când una din înfășurări este separată în două părți inegale.

părți inegale, ceea ce mărește inductanța de scăpări. Se poate astfel obține orice valoare intermediară pentru L_{sc} între cea a înfășurării alternante și cea a înfășurării nealterante. Pentru simplificarea folosirii acestui principiu de ajustare a inductanței de scăpări, în fig. XV.32 se dă diagrama de variație a inductanței de scăpări, la un raport constant al numărului de spire, în funcție de numărul părților în care este separată înfășurarea. Diagrama este construită după o funcțiune care se poate calcula cu ușurință, pe baza metodei folosite mai sus pentru determinarea inductanței de scăpări a înfășurării alternante. În abscisă este trecut raportul dintre numărul spirelor părții ce se așază deasupra și numărul total al spirelor înfășurării. În ordonată este trecut raportul dintre inductanța de scăpări obținută prin aceasta și inductanța de scăpări în cazul jumătăților egale, adică determinată după formula (XV.55) pentru m egal cu 2. Legea variației inductanței de scăpări depinde întrucâtva și de raportul dintre grosimea stratului izolant care separă înfășurările și grosimea totală a înfășurărilor, deaceia în dia-

gramă sunt date curbele pentru trei valori ale acestui raport. Curba din mijloc corespunde raportului care se întâlnește cel mai des în practică. Aplicând această metodă se calculează, la început, inductanța de scăpări în cazul jumătăților egale ale înfășurării alternante, după formula (XV.55) pentru $m = 2$, și se împarte valoarea L_{se} determinată din calculul electric, prin valoarea găsită pentru L_{sc} . Raportul obținut se trece pe ordonata diagramei din fig. XV.32 și se determină după curba medie, valoarea abscisei care indică ce parte din înfășurare trebuie să fie așezată sus.

Pentru exemplificare vom lua un caz concret. Inductanța de scăpări necesară a unui transformator de intrare, determinată prin calculul electric, este egală cu 13,2 mH. Înfășurarea primară are 1000 de spire, iar cea secundară 10000 de spire. Inductanța de scăpări obținută după formula (XV.55), din datele de construcție, este egală cu 5,5 mH în cazul așezării înfășurărilor în straturi alternante și când $m = 2$. În cazul de față raportul inductanțelor de scăpări este:

$$\frac{L_{sp}}{L_{sc}} = \frac{13,2}{5,5} = 2,4$$

Presupunând că grosimea izolației este de aproximativ 0,05 din înălțimea înfășurărilor, după curba mijlocie din fig. XV.32, rezultă pentru coeficientul p valoarea 0,87. Deaceia, împărțind înfășurarea secundară în două părți, deoarece transformatorul este de intrare, se bobinează înfășurarea primară între părțile înfășurării secundare. Se bobinează întâi (1-0,87) ·

· 1000 = 1300 spire din înfășurarea secundară, după aceea toate cele 1000 spire ale înfășurării primare, iar deasupra restul de 0,87 · 10000 = 8700 spire ale înfășurării secundare. Prin această bobinare, inductanța de scăpări crește de 2,4 ori, în comparație cu bobinarea alternantă în jumătăți egale și va fi egală cu valoarea necesară de 13,2 mH.

4. Ajustarea inductanței de scăpări, la construcția înfășurărilor în discuri, și determinarea numărului necesar de secțiuni.

Când înfășurările sunt construite în discuri nealternante, inductanța de scăpări a transformatorului se obține foarte mare și de obicei depășește cu mult valoarea găsită din calculul electric. Deaceia, în practică se folosește de obicei construcția în discuri cu așezarea alternantă a înfășurărilor. Pentru determinarea numărului necesar de secțiuni, la această metodă de așezare a înfășurărilor, este suficient să se calculeze de câte ori trebuie să se micșoreze inductanța de scăpări L_{sc} , care se obține în cazul înfășurării în discuri nealternante, pentru obținerea valorii L_{se} , găsită din calculul electric. Deoarece inductanța de scăpări a transformatorului scade proporțional cu pătratul nu-

măruului de elemente ale înfășurării, numărul de elemente va fi egal cu rădăcina pătrată a raportului dintre L_{sc} și L_{se} . Substituind în expresia lui L_{sc} , valoarea k , egală în acest caz aproximativ cu 0,95, găsim :

$$m = \sqrt{\frac{L_{sc}}{L_{se}}} = \sqrt{\frac{l_{c1} w_1^2}{0,84 \cdot 10^8 h L_{se}} \left(\Delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right)} \quad (\text{XV.56})$$

Valoarea obținută m se rotunjește până la numărul par imediat superior. Adăugând o unitate se obține numărul necesar de secții s :

$$s = m + 1 \quad (\text{XV.57})$$

Dacă se calculează transformatorul cu sarcină rezistivă, se determină și inductanța de scăpări, care se obține în cazul numărului ales al secțiilor și se calculează caracteristica de frecvență a transformatorului, plecând de la această inductanță. Dacă inductanța de scăpări trebuie să fie însă egală cu valoarea obținută din calculul electric, ea este adusă la această valoare prin schimbarea grosimii stratului izolant dintre secții și a grosimii secțiilor însăși.

Să dăm un exemplu : Trebuie să se determine numărul necesar de secții pentru transformatorul care are următoarele date : $h = 0,7$ cm ; $l_{c1} = 10$ cm ; $\Delta = 0,6$ cm ; $A_1 = 1$ cm ; $A_2 = 1$ cm ; $w_1 = 1000$ spire ; inductanța de scăpări obținută din calculul electric este egală cu 6,5 mH. Substituind aceste date în formula (XV.56) obținem :

$$m = \sqrt{\frac{10 \cdot 1000^2}{0,84 \cdot 10^8 \cdot 0,7 \cdot 6,5 \cdot 10^{-3}} \left(0,6 + \frac{1+1}{3} \right)} = 5,75$$

Rotunjind valoarea obținută pentru m , până la numărul par imediat superior, egal cu 6, din formula (XV.57), rezultă că numărul necesar de secții este 7. În acest mod, inductanța de scăpări se obține puțin mai mică decât cea fixată prin calculul electric (aproximativ 6 mH) ; dacă aceasta este admisibil, transformatorul se construiește astfel. Dacă există necesitatea de a mări pe L_s până la 6,5 mH, aceasta se poate face ușor, printr-o mărire neînsemnată a distanței dintre secții.

5. Inductanța de scăpări a înfășurării asimetrice în discuri și a înfășurării cu număr pereche de secții.

Uneori, pentru simplificarea fabricației transformatorilor cu înfășurări în discuri, secțiile din margini se fac cu același număr de spire și de aceeași grosime

ca și secțiile interioare. Aceasta micșorează numărul tipurilor de secții care se folosesc la confecționarea transformatorului de a 3 la 2. Totuși, în cazul unui număr total de secții impar, aceasta provoacă o mărire importantă a inductanței de scăpări a transformatorului. Să studiem determinarea inductanței de scăpări în acest caz. Din fig. XV.33 rezultă că diagrama fluxului de scăpări nu mai este constituită din elemente identice, cum a fost pentru înfășurarea simetrică; deaceia înfășurarea de acest gen se poate denumi asimetrică.

Pentru determinarea inductanței de scăpări a unui element, (numărul elementelor m , este ca și mai înainte, cu o unitate mai mic decât numărul secțiilor), să recalculăm numărul spirelor înfășurării primare care apar în elementului, și lățimea stratului înfășurării elementului, presupunând densitatea înfășurării uniformă și numărul spirelor înfășurării primare și secundare identic și egal cu w . Se presupune că secțiile din margini fac parte din înfășurarea primară. Atunci numărul spirelor fiecărei înfășurări w_1 din primul element este :

$$w_1 = \frac{2w}{m+2} \quad (\text{XV.58})$$

iar lățimea stratului fiecărei înfășurări din primul element se determină ca fiind :

$$a_{11} = A_1 \frac{2}{m+2}; \quad a_{21} = A_2 \frac{2}{m+2} \quad (\text{XV.59})$$

Deoarece numărul spirelor și grosimile secțiilor înfășurării secundare sunt egale, rezultă :

$$w_{2s} = w \frac{2}{m}; \quad a_{2s} = A_2 \frac{2}{m} \quad (\text{XV.60})$$

Numărul spirelor și lățimea stratului elementului al doilea se găsesc luând diferența dintre datele celei de a doua secții și cele ale primului element :

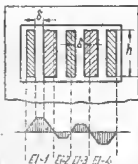


Fig. XV.33. Înfășurarea simetrică în discuri și diagrama fluxului de scăpări.

$$w_2 = w_{2s} - w_1 = w \frac{2}{m} - w \frac{2}{m+2} = w \frac{4}{m(m+2)} \quad (\text{XV.61})$$

$$a_{22} = a_{2s} - a_{21} = A_2 \frac{2}{m} - A_2 \frac{2}{m+2} = A_2 \frac{4}{m(m+2)} \quad (\text{XV.62})$$

$$a_{12} = A_1 \frac{w_2}{w} = A_1 \frac{4}{m(m+2)} \quad (\text{XV.63})$$

Prin aceeași metodă vom găsi că elementele următoare au :

$$w_3 = w \frac{2(m-2)}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.64})$$

$$a_{23} = A_2 \frac{2(m-2)}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.65})$$

$$a_{13} = A_1 \frac{2(m-2)}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.66})$$

$$w_4 = w \frac{8}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.67})$$

$$a_{24} = A_2 \frac{8}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.68})$$

$$a_{14} = A_1 \frac{8}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.69})$$

$$w_3 = w \frac{2(m-4)}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.70})$$

$$a_{25} = A_2 \frac{2(m-4)}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.71})$$

$$a_{15} = A_1 \frac{2(m-4)}{m(m+2)}; \quad (\text{XV.72})$$

și așa mai departe. Deoarece diagrama fluxului de scăpări este simetrică în raport cu mijlocul, însumarea inductanței de scăpări se execută doar pentru jumătate din numărul elementelor, iar rezultatul se dublează. Luând în considerație acest fapt și substituind în formula (XV.48) valorile elementelor respective, după adunare obținem:

$$\begin{aligned} L_{sc} = & \frac{0,8 \pi k l C_u w_1^2}{10^8 h} \left\{ \left[\left(\frac{2}{m+2} \right)^2 \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \cdot \frac{2}{m+2} \right) \right] + \right. \\ & + \left[\left(\frac{4}{m(m+2)} \right)^2 \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \cdot \frac{4}{m(m+2)} \right) \right] + \\ & + \left[\left(\frac{2(m-2)}{m(m+2)} \right)^2 \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \cdot \frac{2(m-2)}{m(m+2)} \right) \right] + \\ & + \left[\left(\frac{8}{m(m+2)} \right)^2 \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \cdot \frac{8}{m(m+2)} \right) \right] + \\ & + \left. \left[\left(\frac{2(m-4)}{m(m+2)} \right)^2 \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \cdot \frac{2(m-4)}{m(m+2)} \right) \right] + \dots \right\} \quad (\text{XV.73}) \end{aligned}$$

Formula (XV.73) permite să se calculeze inductanța de scăpări a înfășurării asimetrice în discuri, cu *maximum* 11 secții; la un număr mai mic de secții nu se iau în considerare toți termenii seriei. De exemplu, dacă sunt 7 secții, numărul elementelor va fi egal cu șase, iar inductanța de scăpări se determină doar pentru primele trei elemente și prin urmare se consideră numai primii trei termeni.

Calculul dovedește că inductanța de scăpări a acestei înfășurări depășește inductanța de scăpări a înfășurării simetrice, care are același număr de secții, de 1,2 ÷ 1,5 ori în funcție de numărul secțiilor și de distanța dintre ele.

În cazul unui număr par al secțiilor înfășurării în straturi sau în discuri și la secții identice, inductanța de scăpări crește și mai pronunțat. De aceea, nu trebuie folosit un număr par de secții. Afară de aceasta, în cazul unui număr par de secții, înfășurările nu se pot face simetrice, ceea ce este însă uneori necesar.

Aplicând aceleași notații ca în cazul precedent și construind diagrama fluxului de scăpări (fig. XV.34) se vede că această înfășurare se împarte în elemente identice, al căror număr este de două ori mai mic decât numărul secțiilor alternante.

$$m = \frac{s}{2} \quad (\text{XV.74})$$

Numărul spirelor înfășurării, care intră în fiecare element, precum și grosimea înfășurării unui element, se determină în același caz din expresiile:

$$w_1 = \frac{2w'}{s}; \quad a_1 = \frac{2A_1}{s}; \quad a_2 = \frac{2A_2}{s} \quad (\text{XV.75})$$

Substituind datele unui element în formula (XV.48) și înmulțind rezultatul cu numărul de elemente obținem:

$$L_{sc} = \frac{4}{s^2} \cdot \frac{0,4 \pi k l_{Cu} w_1^2}{10^8 h} \left(\frac{s}{2} + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) \quad (\text{XV.76})$$

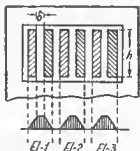


Fig. XV.34. Înfășurarea cu număr par de secții și diagrama fluxului de scăpări.

Din comparația formulelor (XV.76) și (XV.55) rezultă că la mai mult de cinci alternări trecerea la un asfel de tip de înfășurare, prin înărrirea numărului de secții cu una, nu provoacă micșorarea, ci mărirea inductanței de scăpări a transformatorului. De aici reiese clar desavantajul înfășurării cu număr pereche de secții alternante.

§ XV.7. Așezarea înfășurărilor transformatorului

Pentru așezarea înfășurărilor pe carcasă sau în fereastra miezului transformatorului există un șir de considerente dintre care cele mai importante sunt indicate în paragrafele XIII.2, XV.2 și XV.3.

Când înfășurarea primară și secundară se bobinează pe carcase separate, cum se face la transformatorii de ieșire care lucrează sub tensiuni mari, este necesar ca lungimea înfășurării primare și a celei secundare h , să fie aproximativ egale; în caz contrar, inductanța de scăpări a transformatorului crește simțitor. Dacă înfășurarea secundară de joasă tensiune are puține spire și încapă în mai puțin decât un strat, ea trebuie să fie bobinată cu spire distanțate, sau în mici grupuri de spire, astfel încât să ocupe toată lungimea unui strat. Dacă înfășurarea încapă într'un strat și jumătate, din aceleași considerente stratul superior incomplet se întinde pe toată lungimea de bobinare.

La înfășurările în discuri, pentru a evita creșterea inducției de scăpări, înălțimea secțiilor înfășurării primare și secundare nu trebuie să difere cu mai mult de $5-10\%$.

În cazul transformatorilor care lucrează în clasă B, trebuie să se execute calculul inductanței de scăpări dintre părțile înfășurărilor primare și secundare care funcționează concomitent. De exemplu, pentru transformatorul de ieșire care lucrează în clasă B, cu așezarea înfășurărilor indicată în fig. XIII.12. se calculează inductanța de scăpări dintre jumătatea înfășurării primare și întreaga înfășurare secundară. Pentru transformatorul de ieșire în clasă B, în care înfășurările sunt așezate conform fig. XIII.13, calculul inductanței de scăpări se execută pentru o jumătate a înfășurării primare și pentru jumătatea înfășurării secundare cuplată cu ea. La transformatorul de ieșire în sămbure, cu două bobine și cu jumătățile înfășurărilor secundare legate în derivație (fig. XIII.15), inductanța de scăpări trebuie să se calculeze pentru o singură bobină a transformatorului.

Deaceia, calculul etajului final de amplificare, care lucrează în clasă B trebuie să se execute raportând schema în contratimp la un braț al transformatorului, adică la legarea lămpilor în derivație. Calculul etajului bazat pe presupunerea existenței a doi oscilatori legați în serie, care debitează în întreaga înfășurare primară a transformatorului, este greșit în principiu, deoarece duce la o diagramă greșită a fluxului magnetic de scăpări al transformatorului și prin urmare la o caracteristică de frecvență greșită, în banda frecvențelor de lucru superioare.

Calculul inductanței de scăpări a transformatorilor de intrare din etajele finale, care lucrează cu curenți de grilă, trebuie să se execute deasemenea pentru părțile înfășurărilor ce lucrează simultan. De exemplu, inductanța de scăpări a transformatorilor cu înfășurările așezate ca în fig. XIII.9 se calculează pentru întreaga înfășurare primară și pentru jumătate din cea secundară, care este împărțită în două părți așezate oblic în raport cu înfășurarea primară.

La calculul transformatorilor cu mai multe înfășurări secundare, precum și cu înfășurarea secundară prevăzută cu prize, este greu să se asigure o caracteristică de frecvență uniformă, în banda frecvențelor de lucru superioare, pentru toate prizele sau înfășurările separate. Pentru obținerea unor caracteristici cât mai uniforme trebuie să se așeze înfășurările în straturi și fiecare înfășurare sau secție a înfășurării să se distribue uniform pe toată lungimea carcusei. Sub acest raport, înfășurarea cu prize este preferabilă celei cu mai multe înfășurări separate. Dacă prima secție a înfășurării secundare se așează în imediată apropiere a înfășurării primare, atunci când crește numărul de secții introduse în circuit, cuplajul dintre înfășurarea pri-

mară și cea secundară nu variază mult, iar caracteristica de frecvență poate fi făcută suficient de constantă. În cazul înfășurărilor secundare separate, inductanțele lor de scăpări în raport cu înfășurarea primară, cu mare greutate pot fi făcute identice și scăzute. Deaceia, în acest caz, caracteristica de frecvență, pentru diferitele înfășurări secundare, rezultă și ea diferită. O metodă ușoară pentru obținerea a două tensiuni dela transformatorul de ieșire, constă în bobinarea a două secții ale înfășurării secundare care pot fi legate, sau în derivație, sau în serie. Această metodă este cea mai economică, deoarece întotdeauna se folosește tot cuprul înfășurării secundare, permițând să se obțină două tensiuni de ieșire cu raportul 1 : 2. Metoda poate fi folosită doar în cazurile în care secțiile înfășurării secundare pot fi legate atât în serie cât și în derivație. În acest caz caracteristica de frecvență rămâne invariabilă dacă înfășurările sunt executate corect.

§ XV.8. Calculul așezării înfășurărilor

După alegerea tipului înfășurării și după determinarea numărului părților sau al discurilor alternante, se poate calcula locul ocupat de înfășurări în fereastra miezului transformatorului, sau pe carcasa lui. Acest calcul permite să se precizeze datele transformatorului (inductanța lui de scăpări și rezistența înfășurărilor) și deasemenea arată dacă miezul a fost ales în mod just. Dacă în cursul acestui calcul va reieși că înfășurările, ținând seama de toleranța maximă pentru diametrul conductorului, ocupă mai puțin decât 0,7-÷0,8 din locul liber în fereastra miezului, miezul transformatorului trebuie micșorat. Dacă înfășurările nu încap în fereastră, sau pe carcasă, trebuie să se ia miezul cu dimensiuni mai mari, sau să se modifice datele electrice, dacă aceasta este posibil. Să studiem cum se execută calculul locului ocupat de înfășurări în cazul unor înfășurări în straturi sau în discuri.

1. Calculul așezării înfășurărilor în straturi

În cazul bobinării înfășurărilor după sistemul neregulat, pentru a determina înălțimea ocupată de înfășurări, trebuie în primul rând să se determine ce parte din înălțimea ferestrei se folosește pentru așezarea conductorului. Pentru aceasta, în cazul înfășurării fără carcasă, se scade de fiecare parte distanța care se lasă pentru ca să nu alunece conductorul (dela 2 mm, pentru transformatorii mici, până la 5-÷6 mm, pentru transformatorii de dimensiuni medii). În cazul înfășurării în carcasă, înăl-

țimea liberă pentru înfășurare h_1 , se determină ca fiind egală cu distanța interioară dintre pereții laterali ai carcasei, din care se scade grosimea totală a pereților intermediari, dacă aceștia există. Mai departe, determinând din standard diametrul conductorului înfășurării cu izolație, se găsește suprafața ocupată de înfășurare, din expresia:

$$Q_1 = \frac{d_{1iz}^2 w_1}{k_{Cu1}}; \quad Q_2 = \frac{d_{2iz}^2 w_2}{k_{Cu2}} \quad (XV.77)$$

în care k_{Cu1} și k_{Cu2} sunt coeficienții de umplere a suprafeței înfășurării primare și secundare, coeficienți care țin seama de: așezarea mai puțin densă a conductorului la bobinarea neregulată, locul ocupat de straturile izolante și de bombarea conductorului pe suprafața laterală a carcasei dreptunghiulare sau a tubului. Valoarea coeficientului de umplere depinde de diametrul conductorului, de numărul și grosimea straturilor izolante, de calitatea bobinării și de întinderea conductorului la bobinare. Valorile medii ale coeficientului de umplere k_{Cu} , pentru cele mai utilizate diametre ale conductorului, sunt indicate în tabela XV.5, alcătuită pe baza datelor practice. Dacă există toleranță la diametrul conductorului, suprafața ocupată de înfășurări se determină atât pentru diametrul minim, cât și pentru diametrul maxim.

Tabela XV.5.

Diametrul conductorului fără izolație mm	Coeficientul de umplere al înfășurării, la bobinarea neregulată fără straturi izolante		Coeficientul de umplere al înfășurării, la bobinarea neregulată cu straturi de hârtie subțire	
	Carcasa rotundă	Carcasa dreptunghiulară	Carcasa rotundă	Carcasa dreptunghiulară
0,05	0,75	0,65	0,6	0,5
0,1	0,8	0,7	0,7	0,6
0,2	0,85	0,75	0,75	0,7
0,5	0,9	0,8	0,8	0,75

Determinând suprafața înfășurărilor din expresia (XV.77), se calculează grosimea înfășurărilor A_1 și A_2 (fig. XV.35) prin împărțirea suprafeței cu înălțimea înfășurării h_i :

$$A_1 = \frac{Q_1}{h_i}; \quad A_2 = \frac{Q_2}{h_i} \quad (XV.78)$$

Cunoscându-se grosimea înfășurărilor se determină grosimea totală ocupată de înfășurări A_i , însumând grosimea înfășurărilor cu grosimea tubului carcasei și cu grosimea izolației dintre înfășurări:

$$A_i = \delta_k + A_1 + \Delta + A_2 \quad (\text{XV.79})$$

Grosimea izolației dintre înfășurări Δ este egală, în cazul așezării alternante a înfășurărilor, cu suma grosimilor straturilor izolante δ , dintre părțile alternante ale înfășurărilor. În cazul înfășurărilor nealterante, ea este egală cu grosimea stratului izolant dintre înfășurări. Grosimea stratului izolant dintre înfășurări se ia în funcție de tensiunea dintre înfășurările transformatorului. Valoarea aproximativă a grosimii izolației poate fi determinată din tabela XV.1.

Dacă grosimea totală a înfășurărilor, calculată din expresia (XV.79) rezultă, pentru diametrii maximi ai conductorilor, puțin mai mică decât locul liber din fereastra miezului, miezul transformatorului este ales corect. Dacă însă înfășurările nu încap în fereastră, sau rămâne prea mult loc liber, se modifică dimensiunile miezului sau datele electrice ale transformatorului, astfel ca înfășurările să încapă în fereastra miezului având totodată un bun coeficient de umplere.

Când înfășurările se bobinează în strat, cu intercalări de straturi izolante, calculul locului ocupat de înfășurări se execută printr-o altă metodă. La început se află înălțimea liberă a unui strat, scăzând din înălțimea ferestrei grosimea pereților laterali ai carcasei, dacă aceștia există, și lăsând de fiecare parte o distanță de 2 - 5 mm ca să nu pătrundă conductorul în stratul inferior. După aceasta se determină numărul de spire dintr'un strat, împărțind înălțimea liberă prin diametrul conductorului izolat:

$$w_{1str} = \frac{h_i}{d_{1iz}}; \quad w_{2str} = \frac{h_i}{d_{2iz}} \quad (\text{XV.80})$$

Numărul total de straturi ale înfășurării c , se determină ca

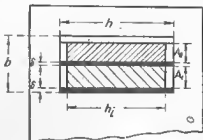


Fig. XV.35. Calculul așezării înfășurării neregulate fără carcasă.

fiind rezultatul împărțirii numărului de spire al înfășurării la numărul de spire dintr'un strat :

$$c_1 = \frac{w_1}{w_{1str}} ; c_2 = \frac{w_2}{w_{2str}} \quad (\text{XV.81})$$

În cazul unei carcase rotunde grosimea ocupată de înfășurare se determină ca fiind produsul dintre grosimea conductorului cu izolație și numărul de straturi, plus produsul dintre grosimea stratului izolat cu numărul de straturi izolante (care este egal cu numărul de straturi al înfășurării minus unu) :

$$A_1 = d_{1iz} \cdot c_1 + \delta_{g1} (c_1 - 1) ; A_2 = d_{2iz} \cdot c_2 + \delta_{g2} (c_2 - 1) \quad (\text{XV.82})$$

în care δ_{g1} și δ_{g2} sunt grosimile straturilor izolante intercalate în înfășurarea primară și secundară. Grosimea straturilor izolante depinde de grosimea conductorului. Ea variază între 0,02 și 0,15 mm. Este de dorit ca să se ia stratul izolat cât mai subțire, deoarece aceasta mărește coeficientul de umplere al ferestrei. Un strat izolat prea subțire este însă îndoit de conductor și înfășurarea se deformează cu ușurință. La un diametru de conductor de aproximativ 0,1 : 0,15 mm, grosimea normală a stratului izolat este de aproximativ 0,05 mm, iar la conductorul de 0,4 : 0,6 mm, de circa 0,15 mm.

Când conductorul se bobinează pe carcasă dreptunghiulară, înfășurarea se bombează ușor pe partea plană a carcasei, iar grosimea înfășurării se obține puțin mai mare decât produsul dintre grosimea stratului și numărul de straturi. În acest caz, grosimea înfășurării se determină din expresia :

$$A_1 = (1,2 \div 1,4) [d_{1iz} \cdot c_1 + \delta_{g1} (c_1 - 1)] ; \quad (\text{XV.83})$$

$$A_2 = (1,2 \div 1,4) [d_{2iz} \cdot c_2 + \delta_{g2} (c_2 - 1)]$$

Factorul 1,4 se ia când numărul de straturi al înfășurării este mare, conductorul este subțire și raportul dintre grosimea pachetului de tole și lățimea brațului miezului este mare. Factorul 1,2 se ia când conductorul este gros, există un număr mediu de straturi și secțiunea miezului este pătrată. După ce se calculează din expresia (XV.83) grosimea înfășurărilor, se verifică așezarea lor în lerea tra miezului, ca și în cazul precedent.

2. Calculul așezării înfășurării în discuri.

Când se calculează așezarea înfășurării în discuri, în primul rând se determină înălțimea liberă pentru înfășurarea secțiilor b_p , egală cu lățimea ferestrei b , scăzând grosimea tubului carcasei și distanța dela marginea superioară a secțiilor, până la

jugul miezului (fig. XV.36). Deoarece secția trebuie să se îmbrace liber pe tub, ea are un gol cu cel puțin 1 mm mai mare decât dimensiunile tubului. De aceea, la calculul așezării înfășurării, grosimea tubului se mărește cu o jumătate de mm, luând-o pentru transformatorii mici de aproximativ 1,5 mm. Distanța de la marginea superioară a secției până la jug se ia de aproximativ 0,2 b.

Suprafața ocupată de înfășurările primare și secundare se determină după formulele (XV.77), substituind în ele diametrul conductorului înfășurării primare și secundare cu izolație. Valorile coeficientului de umplere k_{cu} se iau din tabela XV.5, pentru înfășurarea neregulată fără straturi izolante. Găsind suprafața înfășurării se determină grosimea înfășurărilor A_1 și A_2 din expresia :

$$A_1 = \frac{Q_1}{b_i}; \quad A_2 = \frac{Q_2}{b_i}. \quad (\text{XV.84})$$

Se determină apoi locul ocupat de pereții dintre secții, înmulțind grosimea peretelui prin numărul secțiilor, minus o unitate :

$$\Delta = \delta (s - 1) \quad (\text{XV.85})$$

Grosimea peretelui se ia de cel puțin 1 mm. Pentru micșorarea capacității dintre înfășurări grosimea se la de obicei egală cu 1,5 - 2 mm.

Adunând grosimea înfășurărilor, locul ocupat de izolație și grosimea a doi pereți laterali δ_i (care din considerente de ordin mecanic nu se fac mai subțiri de 1,5 - 2 mm) se obține înălțimea ocupată de înfășurarea transformatorului. Această înălțime trebuie să fie egală, sau puțin mai mică decât înălțimea ferestrei miezului h :

$$A_1 + A_2 + \Delta + 2\delta_i \approx h \quad (\text{XV.86})$$

Dacă locul ocupat de înfășurare este puțin mai mic decât înălțimea ferestrei, se pune un perete suplimentar, sau se mărește grosimea pereților laterali sau a celor intermediari, sau diametrul conductorului, pentru a se obține umplerea ferestrei; dacă diferența este prea mare, este necesar să se reducă înălțimea miezului transformatorului.

Dacă înfășurarea nu încapă în fereastra miezului, se mic-

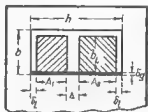


Fig. XV.36. Calculul așezării înfășurării în discuri.

sorează grosimea pereților laterali, a celor intermediari, sau diametrul conductorului, dacă aceasta este posibil. În cazul unei diferențe considerabile, se mărește înălțimea miezului.

După ce se obține egalitatea dintre înălțimea înfășurării și înălțimea ferestrei, se determină, pentru înfășurarea simetrică, grosimea secțiilor interioare ale ambelor înfășurări, împărțind grosimea înfășurării prin numărul elementelor înfășurării m :

$$a_1 = \frac{2A_1}{m} = \frac{2A_1}{s-1}; \quad a_2 = \frac{2A_2}{m} = \frac{2A_2}{s-1} \quad (\text{XV.87})$$

Dacă numărul total al secțiilor unei înfășurări simetrice este impar, două secții laterale, care aparțin aceleiași înfășurări, se fac de două ori mai subțiri, după cum s'a indicat mai sus. Numărul spirelor secțiilor interne ale înfășurărilor secundare și primare se calculează din expresiile:

$$w_{1s} = \frac{2w_1}{m} = \frac{2w_1}{s-1};$$

$$w_{2s} = \frac{2w_2}{m} = \frac{2w_2}{s-1}. \quad (\text{XV.88})$$

Secțiile laterale au numărul spirelor redus la jumătate.

În cazul unei înfășurări asimetrice, cu un număr de secții impar, dacă toate secțiile înfășurării respective au aceeași grosime, grosimea secțiilor înfășurării căreia îi aparțin secțiile laterale se determină din formula:

$$a = \frac{2A}{s+1} \quad (\text{XV.89})$$

iar numărul de spire al secției:

$$w_3 = \frac{2w}{s+1} \quad (\text{XV.90})$$

Grosimea și numărul de spire ale secțiilor celeilalte înfășurări se determină din expresiile (XV.87) și (XV.88).

Când numărul secțiilor este par, ceea ce se aplică foarte rar în practică, numărul spirelor secțiilor înfășurării primare și secundare și grosimea lor se calculează din formulele:

$$a_1 = \frac{2A_1}{s}; \quad a_2 = \frac{2A_2}{s}; \quad (\text{XV.91})$$

$$w_{1s} = \frac{2w_1}{s}; \quad w_{2s} = \frac{2w_2}{s}; \quad (\text{XV.92})$$

în care s este numărul total al secțiilor înfășurărilor transformatorului.

§ XV.9. Secționarea înfășurărilor cu tensiunea de lucru ridicată.

Când amplitudinea componentei alternative a tensiunii din înfășurarea primară a transformatorului este mare, cum este cazul la transformatorii de ieșire cu puterea de sute de wați și mai mult, tensiunea dintre spirele adiacente atinge o valoare mare chiar în cazul înfășurării stratificate. Dacă spirele sunt așezate corect, după cum rezultă din fig. XV.37 tensiunea maximă se obține între spirele extreme a două straturi învecinate. Această tensiune U_m este egală cu $\frac{1}{2}$ f. e. m. E_s , indusă în spire, înmulțită cu numărul de spire dintre două straturi.

$$U_m = 2w_{st}E_s \quad (\text{XV.93})$$

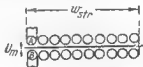


Fig. XV.37. Tensiunea maximă dintre spire, în cazul înfășurării stratificate, apare între spirele extreme A și B ale straturilor.

Amplitudinea supratensiunilor ce apar în înfășurarea primară a transformatorilor de ieșire de putere, care lucrează în clasă B, atinge deseori valori de 5—6 ori mai mari decât tensiunea anodică. De aici, notând numărul total al straturilor înfășurării primare prin c_1 , se află ușor tensiunea maximă dintre spire. În cazul înfășurării stratificate nesectionată, aceasta este :

$$U_m = \frac{2 \cdot (5 \div 6) U_0}{c_1} = \frac{(10 \div 12) U_0}{c_1} \quad (\text{XV.94})$$

Tensiunea admisibilă din punct de vedere al rigidității dielectrice, între spirele care sunt așezate unele peste altele, este de 400 ÷ 500 V în cazul unei izolații mixte sau duble (nămo, năbo, nua) și a existenței unor straturi izolante de hârtie între straturile înfășurării. Prin împărțirea expresiei (XV.94) la tensiunea admisibilă, găsim în câte secții legate în serie trebuie să se împartă înfășurarea, pentru ca tensiunea maximă între spire să nu depășească valoarea admisibilă :

$$s = \frac{(10 \div 12) U_0}{(400 \div 500) c_1}, \quad (\text{XV.95})$$

în care prin s este notat numărul necesar de secții.

După cum s'a indicat mai sus, apariția în circuitul anodic a șocurilor de tensiune cu înțeles abrupt, determină căderea unei mari părți din supratensiune pe spirele de intrare ale înfășurării trans-

formatorului. Deaceea, stratul superior al secției legate la anodul tubului din etajul final trebuie să aibă o rigiditate mărită, ceea ce se realizează prin separarea lui de straturile celorlalte secții, printr'un perete izolant mai gros, sau prin executarea stratului superior dintr'un conductor cu izolație mai groasă, sau prin bobinarea distanțată a spirelor stratului superior.

Dimensiunile înfășurărilor, grosimea izolației și dimensiunile carcasei, obținute după calculul de așezare a înfășurării, diferă de obicei de valorile aproximative, folosite la determinarea inductanței de scăpări a transformatorului, și la calculul diametrului conductorilor înfășurărilor. Deaceea, după acest calcul trebuie să se verifice în mod definitiv inductanța de scăpări a transformatorului calculat, cunoscând precis toate dimensiunile carcasei și datele înfășurărilor.

Totodată trebuie să se găsească valoarea exactă a rezistenței înfășurărilor, deoarece lungimea spirei medii poate fi determinată acum cu precizie.

§ XV.10. Verificarea răcirii înfășurărilor.

Transformatorii de mare putere se încălzesc datorită căldurii născute în înfășurări. Dacă temperatura înfășurărilor crește excesiv, izolația conductorilor, precum și izolația dintre înfășurări își pierde rigiditatea dielectrică și se distruge. Aceasta provoacă scurtcircuitarea înfășurărilor, sau străpungerea izolației dintre înfășurări. Deaceea, la calculul transformatorului de ieșire de putere, trebuie să se verifice dacă acesta nu se va supraîncălzi. În acest scop se determină puterea disipată în înfășurări, rezistența înfășurărilor în curent continuu și valoarea eficace a curentului din înfășurări fiind în prealabil cunoscute:

$$\Delta P_{tr} = \Delta P_1 + \Delta P_2 \approx I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2. \quad (\text{XV.96})$$

Curentul din înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire poate fi determinat din expresia:

$$I_2 = \frac{P_2}{U_2}, \quad (\text{XV.97})$$

Dacă transformatorul este de modulație, iar prin înfășurarea lui secundară trece componenta continuă I_{02} , valoarea eficace a curentului secundar va fi:

$$I_2 = \sqrt{I_{02}^2 + \left(\frac{P_2}{U_2}\right)^2}. \quad (\text{XV.98})$$

Dacă transformatorul funcționează în clasă B, valoarea eficace a curentului din înfășurarea primară, pentru un semnal sinusoidal, se va determina din expresia :

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{m1} \sin \omega t)^2 dt} = \frac{I_{m1}}{2} \quad (\text{XV.99})$$

În cazurile când este posibilă funcționarea transformatorului cu puterea totală o perioadă îndelungată (mai multe ore), la calculul puterii disipate în înfășurări trebuie să se ia valorile maxime de calcul ale puterii debitate P_2 și ale amplitudinii curentului din înfășurarea primară I_{m1} .

La amplificatorul de bandă largă, amplitudinea semnalului variază, atingând doar câteodată valoarea maximă de calcul. Valoarea medie a puterii debitate de acest amplificator este mult mai scăzută decât cea maximă. Deaceia, verificarea răcirii înfășurărilor transformatorului de ieșire al unui amplificator puter-
nic de bandă largă, trebuie să se execute pentru puterea medie debitată, (care nu depășește jumătate din puterea maximă debitată), și nu pentru puterea maximă. În consecință, valoarea eficace a curentului din înfășurarea primară se poate considera în aceste condiții de 1,414 ori mai mică decât valoarea obținută din expresia (XV.99).

După ce se calculează puterea disipată în înfășurări se determină suprafața de răcire a înfășurărilor. Deoarece miezul unui transformator de ieșire de putere nu se încălzește, se poate considera că suprafața de răcire a înfășurărilor este egală cu suma dintre suprafața interioară a carcaserii înfășurării primare și suprafața exterioară a înfășurării transformatorului :

$$S_{răcire} \approx S_{int} + S_{ext} \quad (\text{XV.100})$$

Suprafața interioară a carcaserii este egală cu produsul dintre perimetrul interior al carcaserii l_{int} și înălțimea înfășurării h_i :

$$S_{int} = l_{int} h_i \quad (\text{XV.101})$$

Suprafața exterioară a înfășurării este egală cu produsul dintre perimetrul spirei exterioare l_{ext} și înălțimea înfășurării h_i :

$$S_{ext} = l_{ext} h_i \quad (\text{XV.102})$$

Temperatura înfășurării rezultată din bilanțul termic depinde mai ales de puterea disipată pe unitatea de suprafață. Când

grosimea înfășurărilor este mică, sub 1,5-2 cm., nu există pericolul de supraîncălzire a straturilor inferioare, dacă puterea specifică ce trebuie disipată, la răcirea naturală cu aer a transformatorului nu depășește 0,05 watt/cm², din suprafața totală de răcire:

$$\frac{\Delta P_{tr}}{S_{răcire}} < 0,05 \frac{W}{cm^2}. \quad (XV.103)$$

La răcirea cu ulei, puterea specifică disipată poate fi mărită până la 0,1 W/cm². Dacă transformatorul are două bobine, suprafața totală de răcire va fi de două ori mai mare decât cea calculată prin formula (XV.100).

Așezarea înfășurărilor și verificarea la răcire constituie ultima operație în calculul de construcție al transformatorului de joasă frecvență. După calculul de construcție se trece la elaborarea amănuntelor de construcție, se execută desenele elementelor transformatorului și se elaborează procesul tehnologic de producție. Elaborarea tehnologiei de producție include atât elaborarea procesului de confecționare a elementelor și asamblarea, cât și stabilirea procesului de control al pieselor și fabricatelor. Procesul de control trebuie să fie astfel stabilit, încât piesele rebutate să fie imediat excluse din procesul de producție și verificarea fabricatului să asigure împlinirea condițiilor pe care trebuie să le satisfacă transformatorul propus, acesta fiind unul din multiplele elemente ale aparaturii electronice complexe, modern.

CAPITOLUL XVI.

ECRANAREA TRANSFORMATORILOR

§ XVI.1. Ecranarea electrostatică

În capitolul XIII s'a indicat că transformatorul de intrare și uneori și cel de cuplaș trebuie să fie bine protejați contra câmpurilor magnetice și electrostatice exterioare. Deosebit de importantă este protecția împotriva câmpurilor exterioare, în cazul instalațiilor alimentate de la rețeaua de curent alternativ. Pentru o transmisie de înaltă calitate, tensiunea parazitilor din înfășurarea primară a transformatorului microfonic de intrare, trebuie să fie de câteva mil de ori mai mică decât amplitudinea de calcul a semnalului, adică nu trebuie să depășească fracțiuni de microvolți.

Protecția împotriva tensiunilor parazite, transmise prin cuplajele capacitive dintre sursele de paraziți și circuitele înfășurărilor transformatorilor, adică protecția contra câmpurilor electrostatice, nu prezintă greutăți speciale. Pentru protecția contra câmpurilor electrostatice este suficient ca transformatorul și conductorii care pornesc de la el să se acopere cu un înveliș metalic continuu, de orice grosime, din orice metal, legat cu punctul în care potențialul este egal cu zero (șasiu amplificatorului sau „pământul”). Tensiunea parazită, apărută datorită cuplajelor capacitive, când așezarea și montajul pieselor amplificatorului sunt corecte, este redusă și de obicei ecranarea electrostatică a transformatorului și a circuitelor lui este necesară numai în cazurile când tensiunea semnalului din circuit se evaluează la fracțiuni de volt. Drept ecran electrostatic pentru transformator se folosește de obicei blindajul metalic, în care acesta se introduce pentru a fi protejat de deranjamentele mecanice, influențe climatice și câmpuri magnetice. Cerința de ecranare a conductoarelor care pleacă de la înfășurările transformatorilor, este satisfăcută prin folosirea pentru montajul circuitelor a unui conductor izolat cu cămașă metalică (așa numitul conductor ecranat). Invelișul metalic al conductorului se leagă bine cu punctul de

potențial zero; dacă însă nu se pune cămașa la pământ apar mult mai mulți paraziți decât în lipsa ecranului. Dacă ambii conductori ai înfășurării transformatorului sunt sub tensiune, ceea ce are loc în cazul unei scheme simetrice a transformatorului, ambii conductori trebuie să fie ecranați. În cazul schemei asimetrice, când unul din capetele înfășurării este pus la pământ, se ecranează doar celălalt capăt, care este sub tensiune.

Când tensiunea maximă a semnalului din circuit este de ordinul milivoltilor sau microvoltilor, ecranarea electrostatică și punerea la pământ a ecranului trebuie să se execute deosebit de atent. Conductorul care pleacă de la transformator spre grila de comandă a tubului trebuie să fie ecranat până la contactul de grilă al tubului, sau căpăcelul de pe balon; o porțiune neecranată de câțiva centimetri provoacă o creștere puternică a nivelului perturbațiilor. În aceste cazuri, circuitul primar se ecranează chiar până la clemele de intrare dacă acestea există în amplificator.

Cu cât rezistența interioară a circuitului este mai ridicată, cu atât circuitul este mai sensibil față de perturbațiile electrostatice. Aceasta se explică prin faptul că din cauza unei impedanțe foarte ridicate a cuplajului capacitiv al circuitului cu sursa perturbațiilor (capacitatea cuplajului infinit de mică), diferența de potențial parazitar dintre conductorii circuitului, va fi practic proporțională cu impedanța circuitului. De aceea, circuitul înfășurării secundare a transformatorului de intrare, care are o impedanță mai ridicată, este mai sensibil față de inducțiile electrostatice.

Trebuie să se aibă în vedere că ecranarea electrostatică a circuitelor mărește capacitatea montajului; de aceasta trebuie să se țină seama la calculul capacității care încarcă transformatorul. Capacitatea conductorului ecranat este funcție de diametrul, grosimea și felul materialului izolant; la conductorii ecranați obișnuiți cu diametrul exterior scăzut ea este de $100 : 200 \mu\text{F/m}$. Conductorii de înaltă frecvență speciali ecranați, cu capacitatea scăzută, au capacitatea de $20 : 40 \mu\text{F/m}$, dar au un diametru mare și o flexibilitate mai scăzută.

§ XVI.2. Ecranarea împotriva câmpurilor magnetice

Câmpurile magnetice exterioare ale transformatorilor aparatajului învednat, ale electromotoarelor, transformatorilor de rețea, transformatorilor de alimentare, induc f. e. m. perturbații în înfășurările transformatorului de joasă frecvență.

Forța electromotoare parazită, indusă de câmpurile exterioare în înfășurările transformatorului de intrare al amplificatorului

cu nivel de intrare scăzut (amplificatorul microfonic, amplificatorul magnetofonului), depășește de obicei, de multe ori mărimea admisibilă dacă nu s'au luat măsuri speciale pentru micșorarea parazitilor induși.

Protecția transformatorului contra câmpurilor magnetice exterioare este mult mai complexă decât protecția electrostatică. Pentru micșorarea f. e. m. induse în transformatori de câmpul magnetic exterior trebuie:

a) să se micșoreze dimensiunile transformatorului și numărul spirelor înfășurărilor, ceea ce se realizează prin folosirea pentru miez a aliajelor magnetice cu o permeabilitate inițială cât mai ridicată;

b) să se așeze transformatorul pe șasiul amplificatorului, astfel ca axa înfășurării să fie perpendiculară pe direcția liniilor de forță ale câmpurilor magnetice perturbatoare. Această poziție poate fi determinată pe cale experimentală, la o machetă de aparat în funcțiune modificând poziția transformatorului, până se obține un nivel minim de paraziți la ieșire.

Deasemenea, folosirea construcției transformatorului în sâmbure, cu două bobine, reduce paraziții induși de câmpul magnetic.

Totuși, mijloacele enumerate nu asigură reducerea necesară a nivelului parazitilor induși de câmpurile magnetice exterioare. De aceea, transformatorii de intrare din amplificatori cu un nivel de intrare scăzut, se protejează contra câmpurilor magnetice exterioare, printr'un ecran dintr'un material cu o permeabilitate magnetică mai mare (fig. XVI.1). Acest ecran micșorează numărul liniilor magnetice de forță ale câmpului perturbator care intră în miezul transformatorului, din două motive:

a) din cauza unei reluctanțe scăzute a ecranului în comparație cu reluctanța spațiului dintre ecran și transformator, majoritatea liniilor de forță ale câmpului perturbator trec prin ecran fără a intra în miezul transformatorului;

b) câmpul perturbator, variabil în timp, care trece prin ecran în miezul transformatorului, provoacă apariția curenților turbionari în metalul ecranului, care creează un câmp îndreptat în sens contrar și neutralizează parțial câmpul perturbator inițial.

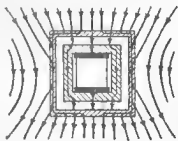


Fig. XVI.1. Protecția transformatorului contra câmpului magnetic exterior, printr'un ecran cu o înaltă permeabilitate magnetică

În domeniul frecvențelor joase (zeci și sute de herți), curenții turbionari influențează slab ecranarea, astfel încât protecția produsă de ecran contra câmpului exterior se bazează mai ales pe primul motiv.

Ca rezultat al reducerii numărului liniilor de forță ale câmpului perturbator care intră în miezul transformatorului, se micșorează parazitii induși în înfășurările lui. Raportul dintre f. e. m. a parazitilor E_p induși în transformatorul neecranat, și f. e. m. E_{pe} indusă în transformatorul cu ecran la aceeași intensitate a câmpului perturbator, se numește coeficient de ecranare și se notează prin γ :

$$\gamma = \frac{E_p}{E_{pe}}; \quad \gamma_{db} = 20 \log \frac{E_p}{E_{pe}}. \quad (\text{XVI.1})$$

Coeficientul de ecranare se exprimă atât în unități convenționale cât și în decibeli.

Coeficientul de ecranare este deci cu atât mai mare, cu cât reluctanța ecranului este mai mică, în comparație cu reluctanța spațiului dintre ecran și miezul transformatorului. De aici se pot trage următoarele concluzii:

a) Permeabilitatea magnetică inițială a materialului ecranului, (inițială, deoarece inducția provocată de câmpul perturbator este foarte mică) trebuie să fie cât se poate mai ridicată. Deaceea, un ecran din permalloy, la o grosime egală, va produce o ecranare de multe ori mai mare decât ecranul din tole de oțel obișnuit.

b) Creșterea grosimii ecranului mărește coeficientul de ecranare aproape proporțional cu grosimea, deoarece reluctanța ecranului scade cu creșterea grosimii lui.

c) Distanța dintre miezul transformatorului și ecran trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura o reluctanță suficient de mare a spațiului. Totuși, distanțele prea mari măresc exagerat dimensiunile exterioare și greutatea construcției și produc o creștere redusă a coeficientului de ecranare. Deaceea, în cazul unor dimensiuni importante ale miezului ($E=20 \dots E=30$), distanța dintre miez și ecran se ia de cel mult $7 \div 10$ mm, iar în cazul dimensiunilor mici ($E=10 \dots E=12$), de cel mult $3 \div 5$ mm.

d) Este inadmisibilă fixarea transformatorului în interiorul ecranului prin piese de oțel, deoarece ele formează o punte conducătoare între miez și ecran, măbind prin aceasta nivelul parazitilor induși în transformator.

e) Construcția ecranului trebuie să fie de așa natură, încât în calea liniilor magnetice de forță care trec prin ecran, să nu existe rosturi și cusături cu o reluctanță mare, deoarece în caz contrar, coeficientul de ecranare scade simțitor. Deaceea, îmbi-

nările dileritelor părți ale ecranului de pe parcurs trebuie să se execute cu o reluctanță suficient de scăzută, ceea ce se poate realiza dacă îmbinările se execută prin suprapunere și nu în rost.

Prin mărlrea frecvenței, acțiunea de ecranare a ecranelor din material magnetic scade, din cauza micșorării permeabilității magnetice a materialului la frecvențele superioare, provocată de fenomenul concentrării fluxului magnetic la suprafața ecranului. Acest fenomen începe să se manifeste cu atât mai devreme, cu cât este mai ridicată permeabilitatea materialului ecranului. Când se folosește permalloy, pentru a micșora reducerea ecranării cu frecvența, ecranul trebuie să se execute din tole de cel mult 0,3 - 0,4 mm, folosind mai multe straturi dacă este necesară o grosime mai mare.

Din cauza unei permeabilități inițiale scăzute, ecranele din oțel de transformator sau oțel obișnuit au coeficienți de ecranare mici și pot fi folosiți, când coeficientul de ecranare necesar nu depășește câteva unități. Ecranele din aceste materiale produc o ecranare aproape constantă, până la o frecvență de câteva mii și chiar zeci de mii de herți; la frecvențe mai ridicate, coeficientul de ecranare scade.

Dacă este necesar un coeficient de ecranare de aproximativ 10 - 20 sau mai mult, ecranul din oțel de transformator sau oțel obișnuit devine prea voluminos, greu și scump. În aceste cazuri este mult mai rentabilă folosirea permalloyului. Ecranul din permalloy, cu o grosime mică și dimensiuni reduse, permite să se obțină un coeficient de ecranare de ordinul 100 și mai mult (vezi exemplul de calcul din paragraful XVI.5).

Pentru a obține coeficienți de ecranare mai ridicați, în loc de a mări grosimea ecranului sau distanța dintre miez și ecran, este mai avantajos să se îmbrace transformatorul ecranat cu încă un ecran, situat la o oarecare distanță de primul (fig. XVI.2). Coeficientul de ecranare al acestui ecran dublu este egal cu produsul dintre coeficientul de ecranare al ecranului interior și cel al ecranului exterior, în timp ce la dublarea simplă a grosimii unuia dintre ecrane, coeficientul de ecranare se dublează. Ecranul dublu din permalloy, cu permeabilitatea inițială de mai multe mii de gauss-oersted, la o grosime scăzută permite să se obțină o micșorare a nivelului paraziților induși în transformator de câteva mii de ori. În cazurile rare, când este necesară o protecție și mai sigură contra paraziților, se folosesc ecrane triple.

Analiza teoretică a fenomenului de ecranare arată că pentru o grosime totală dată a ecranului dublu sau triplu (inclusiv intervalele dintre ecrane), coeficientul total de ecranare atinge

valoarea maximă când grosimea diferitelor ecrane și a intervalelor dintre ele crește proporțional cu distanța la centru, iar grosimea intervalului este media geometrică dintre grosimile ecranelor alăturate.

În articolul lui V. G. Gustavson (B.19) se studiază tocmai această construcție a ecranului, ceea ce poate face pe cititor să creadă că este optimă și trebuie preferată în practică. În realitate construcția studiată în articolul amintit nu este aptă pentru utilizarea practică, deoarece se caracterizează printr'un supraconsum de materiale valoroase.

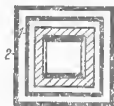


Fig. XVI.2. Ecranare dublă: 1) ecranul interior; 2) ecranul exterior

Folosirea ecranelor construite după principiul progresiei geometrice este imposibilă în practică și nerentabilă, deoarece necesită material de diferite grosimi pentru fiecare înveliș al ecranului și dă un coeficient de ecranare scăzut

la consumul respectiv de material. Când distanța dintre ecrane se mărește, coeficientul de ecranare crește brusc, practic la aceeași consum de material pentru ecrane, și cu o creștere neînsemnată a dimensiunilor exterioare ale ecranului. De aceea, în practică distanța dintre învelișurile separate ale ecranelor multiple trebuie să se facă mai mare decât grosimea învelișurilor și anume de a'elasi ordin ca și distanța dintre miez și ecranul interior. Grosimea fieărui înveliș se ia de cel mult 0,5-1 mm, iar învelișurile se execută de același grosime. La această construcție, utilizarea permalloyului este mult mai eficientă.

Acțiunea de ecranare, a ecranelor din permalloy cu grosimea de 0,3-0,5 mm, începe să scadă la frecvențele mai mari de câteva sute sau mii de herți, în funcție de permeabilitatea inițială a permalloyului.

Pentru ecranarea transformatorilor contra câmpurilor perturbatoare cu o frecvență care depășește câteva sute sau mii de herți, este suficient să se înconjoare transformatorul cu un ecran dintr'un material care are o rezistență electrică scăzută, de exemplu un ecran din cupru. Acțiunea de ecranare a acestui ecran este produsă de câmpul de sens contrar al curenților turbionari care iau naștere în ecran. Acțiunea de ecranare a ecranului din cupru crește proporțional cu frecvența și atinge valori foarte mari la frecvențele radiofonice. La frecvențele de câteva zeci de herți, coeficientul de ecranare scade aproape până la unitate, adică la aceste frecvențe ecranul nu reduce aproape deloc parazitii.

Grosimea ecranelor de cupru, folosite în practică, variază dela câteva zecimi de milimetru până la mai mulți milimetri. Cu cât ecranul este mai gros, cu atât frecvențele dela care începe acțiunea de ecranare sunt mai joase.

Ecranele de cupru se folosesc, deobicei, împreună cu ecranele din material magnetic. Ecranarea produsă de un astfel de ecran combinat nu scade, chiar la frecvențe foarte ridicate.

§ XVI.3. Construcția ecranelor magnetice

Construcțiile ecranelor magnetice sunt foarte variate. Cea mai simplă construcție a ecranului este constituită dintr'o cutie cilindrică sau paralelipipedică din material magnetic, închisă din toate părțile (fig. XIV.3) care are capacul sau fundul demontabil, și de care se fixează transformatorul ecranat. Concomitent cu protecția contra câmpului magnetic, acest ecran protejează deasemenea transformatorul contra deranjamentelor mecanice, iar în cazul construcției ermetice a ecranului, și contra acțiunilor umidității. Transformatorul se fixează la o distanță oarecare de capac, cu ajutorul coștelor, garniturilor sau piciorușelor din material diamagnetic. Construcția ecranului trebuie să asigure o reluctanță scăzută pe parcursul liniilor de forță care merg în lungul axei înfășurării transformatorului. Este preferabil ca pe acest parcurs să nu existe îmbinări, dar dacă ele sunt necesare, trebuie executate prin suprapunere.

Ecranul poate fi executat și din două jumătăți identice ștanțate și asamblate în rost (fig. XVI.4), cu condiția ca planul îmbinării să fie situat în lungul axei înfășurării transformatorului ecranat.

O construcție simplă a ecranului este reprezentată în fig. XVI.5 și XVI.6. Ecranul se confecționează din două platbande îndoită sau din câteva spire de bandă de oțel sau permalloy. Transformatorul se fixează în rama interioară, peste care se îmbracă etanș rama exterioară, astfel ca părțile ei să acopere golurile ramei interioare, formând o cutie închisă din toate părțile. Într'un asemenea ecran transformatorul se fixează astfel, încât axa bobinei lui să treacă prin laturile ecranului, care au grosimea dublă.

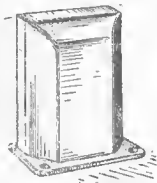


Fig. XVI.3. Ecranul magnetic sub forma de cutie.

Ecranele duble sau triple au aceeași construcție, ca și cele simple. Pentru simplificarea construcției, ecranul interior se execută uneori în formă de paralelipiped sau cilindru fără capace. Dacă ecranul este confecționat din material magnetic, simplitatea carea nu e recomandabilă deoarece lipsa capacelor, poate micșora de mai multe ori coeficientii de ecranare.

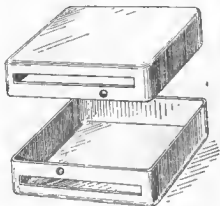


Fig. XVI.4. Ecranul ștanțat din două jumătăți

fețele miezului perpendiculare pe direcția axei bobinei trans-

Pentru obținerea unei ecranări bune până la frecvențe ridicate, se folosește ecranul mixt din material magnetic și cupru. În cazul unui singur înveliș din material magnetic, ecranul din cupru se așează în interior și se execută fără capace, din bandă de cupru îndoită, cu o cusătură bine lipită. De asemenea, dă rezultate bune simpla introducere a unor plăcuțe de cupru, cu grosimea de 1-2 mm, între

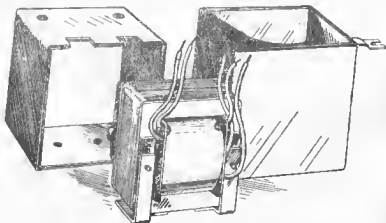
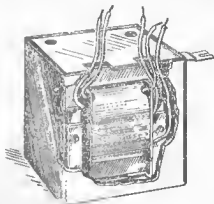


Fig. XVI.5. Ecran format din două rame dreptunghiulare, care se introduc una în alta

formatorului și ecran. În cazul a două învelișuri din material

magnetic, aceste plăcuțe, sau ecranul din cupru, se plasează între ecranele din material magnetic.

Dacă panoul pe care se fixează transformatorul ecranat este confecționat din oțel, ecranul trebuie să se fixeze pe panou printr'o garnitură diamagnetică, fără a uita însă să se lege electric de panou, pentru a preveni influența electrostatică. În cazul fixării direct de panoul de oțel, paraziții induși în transformator cresc puternic din cauza concentrării câmpului magnetic perturbator de către panou.



§ XVI.4. Determinarea coeficientului de ecranare necesar

Fig. XVI.6. Transformator în ecran asamblat

Pentru determinarea valorii aproximative a coeficientului de ecranare necesar, este suficient să se împartă tensiunea redusă de câmpul perturbator în înfășurările transformatorului neecranat U_{pn} , prin valoarea admisibilă a tensiunii paraziților U_{pad} , din înfășurarea respectivă :

$$\gamma = \frac{U_{pn}}{U_{pad}}; \quad \gamma_{db} = 20 \log \frac{U_{pn}}{U_{pad}}. \quad (\text{XVI.2})$$

Valoarea admisibilă a tensiunii parazite induse în înfășurarea transformatorului, este funcție de amplitudinea de lucru minimă a semnalului util din înfășurarea respectivă. În majoritatea cazurilor este necesar ca amplitudinea tensiunii parazite să fie de mai multe ori mai mică decât amplitudinea minimă a semnalului.

Amplitudinea f. e. m. parazite, indusă în înfășurarea transformatorului neecranat de tip manta, se poate calcula din expresia bine cunoscută, care determină f. e. m. indusă în înfășurare, în funcție de câmpul magnetic sinusoidal :

$$E_{pn} = \omega_p w \Phi_p \cdot 10^{-8} \text{ V}, \quad (\text{XVI.3})$$

În care ω_p — pulsația câmpului parazit,
 w — numărul spirelor înfășurării,

Φ_p — fluxul magnetic total al câmpului parazit, care trece prin spirele înfășurării.

Din cauza permeabilității magnetice ridicate a materialului miezului transformatorului, aproape toate liniile de forță ale câmpului parazit care induce f. e. m. în înfășurări, trec prin miez. Înlocuind fluxul total parazit din braț Φ_p prin inducția parazită B_p și secțiunea netă a brațului q_c , se obține :

$$E_{pn} = \omega_p w B_p q_c 10^{-8} \text{ V.} \quad (\text{XVI.4})$$

Dacă liniile de forță ale câmpului parazit nu ar fi concentrate de miezul transformatorului, inducția în braț B_p ar fi numeric egală cu intensitatea câmpului parazit H_p . În realitate, miezul concentrează liniile de forță, deformând câmpul, din care cauză inducția provocată de câmpul parazit în brațul transformatorului depășește intensitatea câmpului :

$$B_p = k H_p, \quad (\text{XVI.5})$$

În care k este coeficientul care ia în considerare concentrarea liniilor câmpului de către miez. Această valoare depinde de forma miezului, de dimensiunile lui și de distanța dintre transformator și sursa câmpului perturbator. S'a demonstrat prin măsurări, că în cazurile obișnuite valoarea acestui coeficient este situată între 3 și 5. Substituind valoarea B_p în formula (XVI.4) se va găsi :

$$E_{pn} = \omega_p w k H_p q_c 10^{-8} \text{ V.} \quad (\text{XVI.6})$$

Când se leagă transformatorul în schemă, circuitul înfășurării lui primare se închide prin rezistența sursei semnalului R , iar înfășurarea secundară se încarcă deseori printr'un shunt.

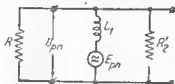


Fig. XVI.7. Schema echivalentă pentru determinarea tensiunii parazite din înfășurarea primară a transformatorului

Neglijând, pentru simplificarea calculelor, rezistența înfășurărilor, se obține schema echivalentă a transformatorului de intrare, pentru paraziți situați în domeniul frecvențelor inferioare și medii, în forma reprezentată în fig. XVI.7. Din această schemă se poate deduce cu ușurință că tensiunea paraziților la bornele înfășurării primare va fi :

$$U_{pn} = E_{pn} \frac{R_e}{\sqrt{R_e^2 + (\omega_p L_1)^2}} = \frac{E_{pn}}{\sqrt{1 + \left[\frac{\omega_p L_1}{R_e} \right]^2}}, \quad (\text{XVI.7})$$

unde

$$R_e = \frac{R R_2'}{R + R_2'} \approx R \frac{\alpha}{1 + \alpha} \quad (\text{XVI.8})$$

Înlocuind pe E_{pa} prin valoarea ei și împărțind rezultatul prin U_{pad} se obține formula pentru determinarea coeficientului de ecranare necesar:

$$\gamma = \frac{k w w_p H_p q_c 10^{-8}}{U_{pad} \sqrt{1 + \left[\frac{w_p L_1 (1 + \alpha)}{\alpha R} \right]^2}}; \quad \gamma_{db} = 20 \log \frac{k w w_p H_p q_c 10^{-8}}{U_{pad} \sqrt{1 + \left[\frac{w_p L_1 (1 + \alpha)}{\alpha R} \right]^2}} \quad (\text{XVI.9})$$

Intensitatea câmpului magnetic parazit, produs de transformatorii de alimentare a filamentelor, de transformatorii de alimentare a redresorilor anodici, sau de electromotoare, scade rapid la mărirea distanței de la sursa de paraziți. Diagrama polară de radiație depinde de forma sursei de paraziți, de construcția ei, de regimul de funcționare și de frecvența radiată și este deci foarte variabilă. În majoritatea cazurilor, sursa de paraziți nu este un dipol simplu, ci reprezintă un sistem de dipoli cu diagramele de radiație de diferite forme, intensități și direcții. Deaceia, în spațiul din jurul sursei de paraziți există zone și direcții în care intensitatea câmpului este minimă, dar lipsesc locurile unde intensitatea câmpului perturbator este egală cu zero. Afară de aceasta, în aparatul proiectat, precum și în apropiere de el, există de multe ori mai mulți transformatori sau motoare, care emit paraziți. Deaceia, este foarte greu de a proiecta complet transformatorul de intrare de paraziți, prin alegerea poziției lui în raport cu sursele de paraziți, cu toate că această măsură, care trebuie să fie folosită întotdeauna, permite să se micșoreze mult nivelul paraziților.

Drept exemple de surse complexe de paraziți sunt transformatorul redresorului anodic, cu dublă alternanță și motorul asincron. Transformatorul redresorului emite un câmp magnetic cu o frecvență egală cu cea a curentului de alimentare (de obicei 50 Hz), din cauza diferenței de potențial magnetic ce există între capetele jugului. În afară de aceasta, el emite, după alte diagrame polare, câmpuri cu frecvențe superioare duble și multiple față de această frecvență (100, 200 Hz etc), din cauza scărilor de flux magnetic între înfășurarea primară și cea secundară. Electromotorul asincron radiază un câmp cu o frecvență egală cu cea a curentului de alimentare, radiație provocată de reluc-

tanța carcaserii motorului și un câmp provocat de variația reluctanței dintre poli statorului la trecerea dinților indusului, având frecvența egală cu numărul acestor treceri pe secundă.

Reducerea intensității câmpului perturbator se poate obține nu numai prin ecranarea transformatorului de intrare, ci și prin alte două metode: prin ecranarea sursei de paraziți și prin micșorarea inducției de lucru din transformatorul sau motorul care radiază paraziți. Prima metodă provoacă înrăutățirea degajării de căldură și deseori obligă să se micșoreze densitatea curentului și inducția, ceea ce cauzează mărirea consumului de materiale. A doua metodă mărește direct dimensiunile și consumul de materiale pentru transformator sau motor. Deaceia, nu trebuie să se aplice metodele indicate decât în caz de necesitate absolută.

Măsurările câmpului magnetic al paraziților, executate în aparatul alimentat de la rețeaua de curent alternativ, au dovedit că intensitatea câmpului paraziților atinge 0,025 - 0,1 oersted, la dimensiunile și la compactitatea aparatului modern. Presupunând că f.e.m. parazită indusă în transformator, poate fi redusă de 5 ori printr-o așezare corectă a lui în raport cu sursa de paraziți, va rezulta, pentru componenta axială a câmpului parazit care induce f.e.m. în înfășurările transformatorilor, o valoare care poate atinge 5 - 20 milioersted. Deaceia, dacă intensitatea câmpului parazit din aparatul proiectat este necunoscută, caz frecvent în practică, calculul aproximativ al ecranării necesare se execută după formula (XVI.9), considerând intensitatea câmpului paraziți de ordinul indicat mai sus.

În aparatul alimentat în curent continuu, în care nu sunt transformatori de alimentare anodică, bobine de șoc pentru filtraj, motoare, vibratori, intensitatea câmpului magnetic parazit este de obicei scăzută și este determinată mai ales de aparatul învecinat și de transformatorii de ieșire ai aparatului însăși. În acest caz, nu este posibil să se indice, chiar aproximativ, o cifră oarecare pentru câmpul parazit.

Dacă transformatorul pentru care trebuie să se calculeze ecranul este de tip sămbure, calculul ecranării se poate executa tot așa ca și pentru transformatorul de tip manta, dar coeficientul de ecranare obținut se poate micșora de 5 - 7 ori. Se va ține însă seama de anihilarea reciprocă a f.e.m. parazite, din cele două bobine ale transformatorului. Trebuie să se noteze că transformatorul de tip sămbure necesită o instalare simetrică în ecran și simetria ecranului însuși pentru obținerea unei bune compensări a paraziților. Sub acest raport transformatorul de tip manta nu este pretențios.

Ca exemplu, să calculăm ecranul pentru transformatorul de intrare de tip manta, având următoarele date :

Amplitudinea minimă de lucru a semnalului, în înfășurarea primară	$3 \cdot 10^{-6} \text{ V}$
Amplitudinea admisibilă a tensiunii parazite induse	$U_{\text{pad}} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ V}$
Pulsatia fundamentalei câmpului parazit	$\omega_p = 628$
Numărul spirelor înfășurării primare	$w_f = 100$
Secțiunea netă a miezului	$q_c = 1,5 \text{ cm}^2$
Inductanța înfășurării primare	$L_1 = 0,1 \text{ H}$
Rezistența surselor de tensiune	$R = 20 \Omega$
Rezistența raportată a shuntului	$R'_2 = 100 \Omega$

Găsim $\alpha = \frac{R'_2}{R} = 5$ și presupunând intensitatea axială a câmpului parazit $H_p = 0,01$ oersted, luând pentru k valoarea medie 4 și substituind datele cunoscute în formula (XVI.9) obținem:

$$\gamma = \frac{k w_f \omega_p H_p q_c \cdot 10^{-8}}{U_{\text{pad}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_p L_1 (1 + \alpha)}{\alpha R} \right)^2}} =$$

$$= \frac{4 \cdot 100 \cdot 628 \cdot 10^{-2} \cdot 1,5 \cdot 10^{-8}}{1 \cdot 10^{-6} \sqrt{1 + \left[\frac{628 \cdot 0,1 (1 + 5)}{5 \cdot 20} \right]^2}} = 9,65$$

Exemplul indicat se referă la transformatorul cu miez din permalloy. Când se folosește oțel, secțiunea miezului se mărește de mai multe ori, crescând deasemenea și numărul spirelor înfășurării primare. În acest caz, coeficientul de ecranare necesar, după cum se vede din formula (XVI.9), crește mult, ceea ce duce la îngroșarea și complicarea ecranului. Prin aceasta dimensiunile transformatorului cresc și întreaga construcție capătă o greutate și dimensiuni mult mai mari fiind și mult mai scumpă decât în cazul folosirii permalloyului.

§ XVI.5. Principiile de calcul al acțiunii de ecranare a ecranelor magnetice

Calculul precis al acțiunii de ecranare a ecranelor feromagnetice prezintă importante dificultăți matematice. Dealtfel în majoritatea cazurilor calculul nu are sens în practică, deoarece câmpul parazit nu este precis cunoscut. Deaceia, valoare practică are doar un simplu calcul aproximativ, care permite, fără calcule complicate, să se determine cu aproximație coeficientul de ecranare, dacă se cunosc dimensiunile ecranului, dimensi-

nile miezului transformatorului și permeabilitatea inițială a materialului ecranului. Neglijând efectul de ecranare provocat de curenții turbionari, ceea ce se poate face pentru frecvențele de ordinul a zeci și sute de herți și introducând unele simplificări, se pot obține formule de calcul de o precizie satisfăcătoare pentru practică.

Să presupunem, pentru simplificare, că spectrul câmpului în cazul transformatorului cu ecran, rămâne același ca în cazul transformatorului fără ecran, și că fluxul magnetic total al câmpului parazit care trece prin miezul transformatorului neecranat, este egal cu fluxul care intră în ecran prin suprafața din fața suprafeței jugului miezului. În prezența ecranului, acest flux magnetic se ramifică în două: o parte merge prin ecran, iar cealaltă intră prin intervalul diamagnetic în miezul transformatorului. Partea care intră în miez Φ_{pm} va fi de atâtea ori mai mică decât partea care trece prin ecran, de câte ori reluctanța ecranului R_e este mai mică decât reluctanța intervalului diamagnetic R_m . În cazul ecranului, fluxul magnetic care intră în miez se micșorează cu raportul:

$$\frac{\Phi_p}{\Phi_{pm}} = 1 + \frac{R_m}{R_e} \quad (\text{XVI.10})$$

Reluctanța ecranului se poate lua cu aproximație:

$$R_e \approx \frac{l_e}{\delta_e \mu_e \mu_{\sim i}} \quad (\text{XVI.11})$$

în care l_e — semiperimetrul minim al ecranului paralelipipedic într-un plan paralel cu fluxul parazit (fig. XVI.8),
 μ_e — permeabilitatea ecranului într-un plan perpendicular pe direcția câmpului parazit,

δ_e — grosimea ecranului,

$\mu_{\sim i}$ — permeabilitatea magnetică inițială a materialului ecranului.

Reluctanța celui de al doilea circuit (prin miez) se poate lua cu aproximație:

$$R_m \approx \frac{2 \delta_p}{l \cdot y_2} \quad (\text{XVI.12})$$

în care δ_p — distanța dintre miez și ecran, în direcția câmpului parazit (dintr-o parte),

y_2 — grosimea pachetului miezului,

l — lungimea jugului miezului, în direcția perpendiculară pe câmpul parazit (egală cu suma $y_1 + 2b + 2y_3$).

Numitorul expresiei (XVI.12) reprezintă suprafața miezului;

perpendiculară pe liniile câmpului perturbator. Reluctanța miezului se poate neglija, din cauza valorii ei mici în comparație cu cea a intervalelor diamagnetice.

Substituind valorile R_e și R_m în formula (XVI.10) și presupunând că raportul dintre Φ_p și Φ_{pm} este egal cu coeficientul de ecranare γ , se obține:

$$\gamma = \frac{E_p}{E_{pm}} = \frac{\Phi_p}{\Phi_{pm}} = 1 + \frac{2\delta_p \mu_e \delta_e \mu \sim i}{l y_2 l} \quad (\text{XVI.13})$$

Pentru valorile coeficientului de ecranare care depășesc 20 se poate neglija unitatea în comparație cu membrul din dreapta, iar formula se simplifică.

Marele număr de măsurări executate a demonstrat că formula (XVI.13) dă rezultate care coincid perfect cu rezultatele măsurării, dacă spațiul dintre miez și ecran nu depășește 3-5 mm, ceea ce este cazul în practică. Formula dată permite deci să se calculeze coeficientul de ecranare al unui ecran paralelipipedic, din material magnetic, de grosime uniformă și închis din toate părțile. Ecranele deschise în două părți (ecranele în formă de rame dreptunghiulare) produc o ecranare mult mai slabă decât cele închise și de aceea ele nu trebuie utilizate.

Pentru calculul coeficientului de ecranare al ecranului dublu, se calculează separat coeficientul de ecranare a transformatorului produs de ecranul interior, după formula (XVI.13). De aceea, se determină coeficientul de ecranare a ecranului interior produs de ecranul exterior. Înmulțirea ambilor coeficienți dă coeficientul de ecranare produs de ecranul dublu. Pentru

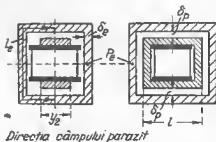


Fig. XVI.8. Calculul coeficientului de ecranare al ecranului din material magnetic

determinarea aproximativă a coeficientului de ecranare a ecranului interior de către cel exterior, se poate folosi, de asemenea, formula (XVI.13), înlocuind ecranul interior printr-un miez cu aceeași suprafață a secțiunii normale pe direcția fluxului perturbator ca și la transformatorul real (adică cu același produs $l y_2$) și cu distanța până la ecran egală cu distanța între ecrane. Acest calcul dă, de obicei, un rezultat puțin mai mare, din cauza neparalelismului liniilor de forță ale câmpului magnetic perturbator. Un calcul mai precis este prea complex pentru scopuri practice.

Să calculăm de exemplu acțiunea de ecranare a unui ecran executat din două carcase dreptunghiulare care se îmbracă una pe cealaltă, confecționate din bandă de permalloy groasă de 0,4 mm în trei straturi (grosimea totală $\delta_e = 0,12$ cm). Ramele formează un ecran simplu, închis din toate părțile. Permeabilitatea inițială, la frecvențele inferioare a permalloy-ului folosit este de 5000 gauss/oersted. Dimensiunile miezului transformatorului sunt următoarele: $y_2 = 1,5$ cm; $z = 4$ cm; distanța dintre miez și ecran pe direcția câmpului perturbator $\delta_p = 0,25$ cm, perimetrul ecranului p_e într'un plan perpendicular pe câmp, este de 18 cm; semiperimetrul lui într'un plan paralel câmpul l_e este de 9 cm. Substituind aceste date în formula (XVI. 13) se obține:

$$\gamma = 1 + \frac{2\delta_p p_e \delta_e \mu_{\sim i}}{l_y l_z} = 1 + \frac{0,5 \cdot 18 \cdot 0,12 \cdot 5000}{4 \cdot 1,5 \cdot 9} \approx 100, \text{ adică } 40 \text{ db.}$$

Măsurările executate cu un ecran și cu un transformator de dimensiunile indicate mai sus au dat pentru coeficientul de ecranare, la frecvența de 100 Hz, o valoare de 39 db.

Pentru a da o noțiune asupra ordinului de mărime a coeficientului de ecranare a diferitelor ecrane și asupra influenței dimensiunilor transformatorului asupra ecranării, se anexează tabela XVI.1.

Tabela XVI.1.

Dimensiunile miezului trans- formatorului	Datele ecranului	Coeficientul de ecranare γ
E-12×12 ștanțat fără deșeurile Idem	Ecran din tablă de oțel groasă de 0,5 mm, cu permeabilitatea inițială circa 100 gauss/oersted, distanța de la miez 3 mm	2,5
Idem	Ecran din tablă de oțel groasă de 3 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 100 gauss/oersted, distanța de la miez 3 mm	10
Idem	Ecran din permalloy, gros de 0,35 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 5000 gauss/oersted, distanța de la miez 1 mm	20
Idem	Ecran ca în cazul precedent, dar distanța de la miez 3 mm	50
E-20×30 tip inter- mediar Idem	Ecran din tablă de oțel groasă de 0,5 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 100 gauss/oersted, distanța ecranului de miez 5 mm	1,5
Idem	Ecran din tablă de oțel groasă de 3 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 100 gauss/oersted, distanța ecranului de miez 5 mm	4
Idem	Ecran din permalloy, gros de 0,35 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 5000 gauss/oersted, distanța de miez 3 mm	11
Idem	Acelaș ecran ca și în cazul precedent, distanța de miez 5 mm	17

CAPITOLUL XVII

ÎNCERCAREA TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

§ XVII.1. Incercările la care este supus transformatorul

Înfășurarea transformatorului gata bobinat trebuie să suporte o serie de încercări, care stabilesc dacă poate fi folosită mai departe în procesul de asamblare. Înainte de a fi montat la locul lui în aparat, transformatorul asamblat trebuie să fie, deasemenea, încercat din toate punctele de vedere. Altfel, dacă asamblarea aparatului se face din piese neverificate, încercarea și punerea la punct vor fi foarte dificile, iar calitatea aparatului nu poate fi garantată. Principalele încercări, la care trebuie supusă înfășurarea executată, precum și transformatorul executat, sunt enumerate mai jos. Aceste încercări pot fi împărțite în încercări obligatorii, fără de care nu putem avea siguranța că transformatorul va funcționa în montaj, și încercări facultative, care reduc simțitor operațiile de încercare și punere la punct a aparatului. Pentru încercările obligatorii la care este supusă înfășurarea trebuie să se specifice:

- 1) Incercarea pentru determinarea spirelor scurte/circuite.
- 2) Măsurarea rezistenței înfășurărilor în curent continuu.
- 3) Verificarea numărului spirelor înfășurărilor.

Încercările obligatorii, la care este supus transformatorul cuprind:

1) Măsurarea raportului de transformare (se execută în cazul când înfășurarea nu a fost supusă acestei verificări).

2) Măsurarea rezistenței izolației.

3) Incercarea rigidității dielectrice.

4) Măsurarea asimetriei (pentru transformatorii simetrici).

Dintre încercările facultative, la care este supus, de obicei, doar un număr redus de fabricate și care depind, deasemenea, de destinația transformatorului, se pot specifica:

1) Măsurarea inducției înfășurării primare.

2) Măsurarea inducției de scăpări.

3) Determinarea capacității proprii a transformatorului.

- 4) Ridicarea caracteristicii de frecvență.
- 5) Măsurarea distorsiunilor neliniare.
- 6) Încercarea la supratensiune.
- 7) Verificarea ecranării.
- 8) Ridicarea caracteristicii de fază.
- 9) Verificarea deformării semnalelor dreptunghiulare sau a celor de șoc.
- 10) Verificarea stabilității la umiditate și altitudine.

Încercarea transformatorului, conform punctelor enumerate, este o problemă vastă, care poate constitui o temă pentru o carte separată. De aceea, ne vom limita la o descriere concisă a celor mai simple metode și scheme:

§ XVII.2. Încercarea pentru determinarea spirelor scurtcircuitate

Necesitatea determinării spirelor scurtcircuitate este condiționată de faptul că prezența acestora schimbă caracteristica de frecvență a transformatorului și micșorează factorul de amplificare al etajului cu transformator. Într'adevăr partea scurtcircuitată a înfășurării apare ca un shunt al transformatorului. Nu este rațional a utiliza în mod intenționat porțiuni scurtcircuitate în înfășurarea transformatorului, folosite uneori pentru îndreptarea caracteristicii de frecvență, deoarece caracteristica de frecvență sub orice formă poate fi obținută fără folosirea unui shunt, sau a spirelor scurtcircuitate, care micșorează factorul de amplificare. Scopul principal al utilizării unui shunt este mărirea stabilității etajului de amplificare, dar aceasta nu se realizează, dacă în loc de shunt se folosesc spirele scurtcircuitate. Acestea au o induc-

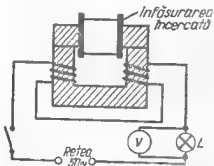


Fig. XVII.1. Schema aparatului de încercare pentru determinarea spirelor scurtcircuitate

transformatorul. La transformatorii de putere, spirele scurtcircuitate absorb multă energie, micșorând mult randamentul transformatorului. În cazul unei puteri mari, spirele pot arde, distrugând prin aceasta înfășurarea.

Una dintre cele mai simple metode pentru determinarea spirelor scurtcircuitate din înfășurarea transformatorului este indicată în fig. XVII.1. Pe miezul în sămbure, confecționat dintr'un bun oțel de transformator, cu jug demontabil, există înfășurarea căreia i se aplică printr'o rezistență (de preferință o lampă cu incandescență) tensiunea de alimentare de la rețeaua de curent alternativ. Căderea de tensiune din rezistență se controlează cu un voltmetru. Dacă se petrece pe jug înfășurarea de încercat, forța electromotoare indusă în spirele scurtcircuitate creează un curent de scurtcircuit care provoacă micșorarea impedanței înfășurării de excitație a aparatului. Astfel, când există spire scurtcircuitate, indicațiile voltmetrului se măresc, fapt care indică prezența lor. Când aparatul are o construcție adecvată, sensibilitatea lui este suficientă pentru majoritatea cazurilor practice. Aparatul poate da indicații vizibile când există câteva spire scurtcircuitate, din sârmă de 0,080,1- mm.

§ XVII.3. Măsurarea rezistenței înfășurărilor

Deoarece randamentul transformatorului, precum și caracteristica lui de frecvență, depinde de rezistența înfășurărilor, ea trebuie să fie situată în anumite limite, pentru transformatorul de tipul respectiv.

În majoritatea cazurilor, măsurarea rezistenței se face cu ohmmetrul. Acesta este un aparat cu bobină mobilă, cu o anumită rezistență interioară și are un cadran gradat în ohmi. Rezistența elementului conectat la bornele ohmmetrului se citește direct pe cadranul aparatului. În cazul unei înfășurări întrerupte, ohmmetrul indică o rezistență egală cu infinitul. Precizia măsurii date de ohmmetru (circa 2-5%) este în majoritatea cazurilor suficientă; când este necesar să se obțină rezultate mai precise, de exemplu la echilibrarea jumătăților înfășurării transformatorului simetric, măsurarea rezistenței se execută cu o punte care permite să se execute măsurarea rezistențelor de valori medii, cu o precizie până la zecimi de procent.

§ XVII.4. Determinarea numărului de spire al înfășurărilor

Numărul de spire al înfășurărilor se verifică mai ușor prin metoda diferențială, controlând cu ajutorul indicatorului electronic diferența dintre tensiunile induse în înfășurarea etalon și înfășurarea încercată, așezate pe același miez cu o înfășurare ali-

mentată dela rețeaua de curent alternativ (fig. XVII.2). Un capăt al înfășurării măsurate se leagă în serie cu capătul înfășurării etalon, așezată pe celălalt braț al unui miez în sămbure cu jug demontabil și prevăzută cu un comutator care permite să se introducă în circuit un număr variabil de spire. Conectarea se execută astfel, încât tensiunile bobinei etalon și a celei încercate să se scadă, iar indicatorul amplificatorului electronic, conectat la celelalte două capete rămase libere să devieze sub influența diferenței de tensiune. În caz de egalitate a numărului spirelor înfășurării etalon introduse în circuit, cu numărul spirelor înfășurării încercate, indicatorul va arăta o tensiune nulă. Numărul spirelor înfășurării măsurate se citește direct, după indicațiile ploturilor manetei de conectare a înfășurării etalon.

Precizia acestui aparat depinde în mare măsură de calitatea construcției lui. Pentru mărirea preciziei este necesar:

a) Să se folosească un material pentru miez cu o permeabilitate magnetică cât mai ridicată și să se lucreze cu inductii pentru care permeabilitatea este maximă.

b) Dimensiunile înfășurării etalon trebuie să fie cât mai apropiate de dimensiunile înfășurării măsurate.

c) Lungimea brațului miezului trebuie să fie mai mare decât înălțimea înfășurării etalon și a celei măsurate.

d) Amplificatorul indicatorului trebuie să aibă o sensibilitate suficientă. Se recomandă un amplificator selectiv, acordat pe frecvența curentului care alimentează înfășurarea de excitație a aparatului.

Când aparatul este bine construit, el poate avea o precizie de ordinul zecimilor de procente, care este mai mult

decât suficientă pentru cazurile din practică. Tot acest aparat poate fi folosit și pentru determinarea spirelor scurtcircuitate. Pentru aceasta, se așază pe miez o înfășurare cu un mare număr de spire și se egalează f. e. m. a înfășurării cu f. e. m. a înfășurării etalon. După aceasta, pe unui din brațe se așază înfășurarea supusă încercării pentru determinarea spirelor scurtcir-

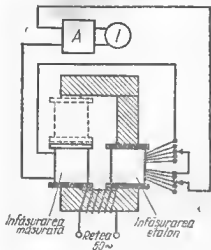


Fig. XVII.2. Schema aparatului pentru măsurarea numărului de spire al înfășurărilor

cuitate (reprezentată în fig. XVII.2 printr'o linie punctată). Dacă în bobina așezată pe miez sunt spire scurtcircuitate, sistemul se desechilibrează și indicatorul deviază. Sensibilitatea acestei metode poate fi făcută cu ușurință extrem de mare, dar în acest caz indicatorul poate devia chiar în lipsa spirelor scurtcircuitate, din cauza curenților capacitivi și curenților de fugă ai înfășurătorilor.

§ XVII.5. Măsurarea raportului de transformare

Raportul de transformare poate fi determinat suficient de precis, aplicând uneia din înfășurările transformatorului o tensiune de frecvență acustică de la un oscilator și măsurând, cu un voltmetru electronic, tensiunea din ambele înfășurări. Dacă impedanța de ieșire a voltmetrului electronic este suficient de ridicată, el nu încarcă în mod sensibil transformatorul, iar raportul de transformare (cu o suficientă precizie pentru practică) se poate considera egal cu raportul indicațiilor voltmetrului. În cursul acestei măsurări, transformatorul nu trebuie să fie încărcat, iar frecvența tensiunii aplicate trebuie să fie situată în banda de trecere a transformatorului.

Dacă înfășurarea transformatorului s'a verificat cu aparatul pentru măsurarea numărului de spire, se elimină necesitatea de a măsura raportul de transformare cu voltmetrul electronic deoarece raportul de transformare poate fi determinat mult mai precis ca fiind raportul dintre numărul de spire al înfășurătorilor:

$$n = \frac{w_2}{w_1} . \quad (\text{XVII.1})$$

Deasemenea, se poate găsi raportul de transformare măsurând inductanța de scăpări atât din partea înfășurării primare cât și din partea celei secundare:

$$n = \sqrt{\frac{L'_s}{L_s}} , \quad (\text{XVII.2})$$

în care L_s este inductanța de scăpări măsurată din partea înfășurării primare, iar L'_s este inductanța de scăpări, măsurată din partea înfășurării secundare.

Determinarea raportului de transformare, în același mod, prin inductanțele totale ale înfășurării primare și secundare nu este practică, deoarece aceste inductanțe depind de tensiunea aplicată transformatorului.

§ XVII.6. Măsurarea rezistenței izolației

Măsurarea rezistenței izolației transformatorului se execută de obicei cu meggerul sau cu megohmmetrul electronic. Este necesar să se urmărească, în cursul măsurării, ca tensiunea aplicată transformatorului între înfășurările verificate să nu depășească tensiunea de încercare. Tensiunea debitată de megger sau de megohmmetrul electronic este indicată în caracteristicile lor.

La transformatorul fabricat, rezistența izolației se măsoară atât între spire, cât și între înfășurări și corp (miez), de care se leagă ecranul. Rezistența izolației unui transformator în bună stare, de dimensiuni mici, atinge $1000\text{ M}\Omega$ și mai mult.

§ XVII.7. Încercarea rigidității dielectrice

Încercarea rigidității dielectrice a izolației unui transformator fabricat, care se numește de obicei încercarea „la străpungere”, precum și încercarea înfășurărilor înainte de asamblarea lor pe miez se execută:

a) între înfășurări,

b) între fiecare înfășurare și miezul transformatorului asamblat prevăzut cu blindaj și borne. Dacă există ecran, în cursul încercării acesta se leagă cu miezul și cu blindajul transformatorului. Această încercare este necesară,

deoarece fără încercarea transformatorului asamblat, în cursul funcționării pot surveni dese cazuri de străpungere a izolației și anume în locurile de fixare a bornelor, sau în locurile de contact al conductorului de ieșire sau al barei cu blindajul, sau miezul.

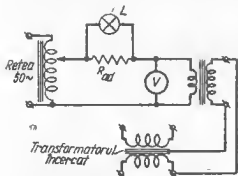


Fig. XVII.3. Schema instalației pentru încercarea rigidității dielectrice a transformatorului

Încercările se execută cu ajutorul unui transformator special de înaltă tensiune, în a cărui înfășurare primară se aplică o tensiune reglată cu ajutorul unui potențiometru, sau al unui autotransformator (XVII.3). Voltmetrul care indică tensiunea aplicată obiectului încercat, se conectează, de obicei, la înfășura-

rea primară (de joasă tensiune) a transformatorului de încercare și se gradează, ținându-se seama de raportul de transformare astfel încât să indice direct în kilovoți tensiunea de la bornele înfășurării secundare. Rezistența R_{ad} , care limitează curentul de scurtcircuit în cazul stăpunerii transformatorului încercat, se ia astfel, încât puterea de scurtcircuit să nu depășească 0,25–1,0 kw, pentru fiecare kilovolt al tensiunii de încercare. Străpungerea obiectului se manifestă printr-o scădere bruscă a indicațiilor voltmetrului în circuitul primar, precum și prin aprinderea lămpii conectate în paralel cu rezistența adițională.

Nu trebuie să se uite însă, că aparatul indicat trebuie să fie construit conform cu regulile tehnicii securității.

§ XVII.8. Măsurarea simetriei transformatorilor simetrici

Transformatorii simetrici cu o priză mediană sau cu înfășurare separată în două jumătăți, care trebuie să fie riguros identice, pot fi supuși probei de simetrie printr-un șir de metode dintre care una este indicată în fig. XVII.4.

Înfășurarea a cărei simetrie se măsoară, se încarcă printr-o rezistență riguros simetrică R_s , care are o priză mediană. Simetria jumătăților rezistenței R_s trebuie să fie cel puțin cu 2 neperi (de 5–10 ori) mai mare, decât valoarea simetriei necesare a transformatorului. Pe cealaltă înfășurare se aplică tensiunea alternativă de la oscilator a cărei frecvență coincide cu aceea la care se măsoară simetria transformatorului. În paralel cu înfășurarea se conectează un atenuator cu decade.

Comutând un indicator electronic, suficient de sensibil, de la punctele mediane ale transformatorului și ale rezistenței la bornele de ieșire ale atenuatorului, se realizează, prin variația atenuării introduse, egalitatea între indicațiile aparatului de măsură în ambele poziții ale comutatorului. Apoi, se citesc indicațiile manetelor atenuatorului și se determină simetria în neperi, din expresia:

$$\beta = \beta_a + i_n n, \quad (\text{XVII.3})$$

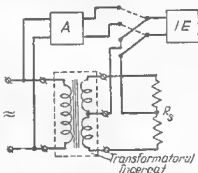


Fig. XVII.4. Schema de măsurare a simetriei transformatorului simetric.

în care β_a este atenuarea introdusă de atenuator, necesară pentru obținerea egalității indicațiilor, iar n este raportul de transformare al transformatorului, egal cu raportul dintre numărul spirelor înfășurărilor încărcate cu rezistența simetrică și numărul spirelor înfășurării la care este conectat oscilatorul.

§ XVII.9. Măsurarea inductanței înfășurării primare

Dacă se cunoaște numărul de spire al înfășurărilor, măsurarea inductanței lor permite să se aprecieze permeabilitatea materialului miezului și dacă există sau nu spire scurtcircuitate. Deaceia, cazurile când trebuie să se măsoare inducția înfășurărilor unui transformator fabricat, sunt frecvente. Dacă măsurarea inductanței înfășurării primare se efectuează la o tensiune aplicată de câteva zecimi de volt sau mai puțin și nu se cere o mare precizie a măsurării, se pot folosi un voltmetru și un miliampermetru de curent alternativ de o sensibilitate suficientă ca de exemplu cel cu cuproxid sau electronic. În loc de două aparate se poate folosi unul mixt. Pentru măsurarea inductanței

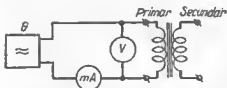


Fig. XVII.5. Schema de măsurare a inductanței înfășurării primare prin metoda voltmetrului și a ampermetrului.

care parcurge circuitul, I_1 . Cunoscând frecvența tensiunii aplicate transformatorului nu este greu să se găsească inductanța înfășurării, neglijând pierderile în înfășurări, pierderile în miez și curentul derivat de voltmetru:

$$L_1 \approx \frac{Z_1}{\omega} = \frac{U_1}{\omega I_1} \quad (\text{XVII.4})$$

Inducția înfășurării primare, măsurată în felul acesta, rezultă mult mai mare decât inductanța corespunzătoare permeabilității inițiale a materialului magnetic, deoarece inductanța în miez la o astfel de măsurare este destul de însemnată. Valori apropiate de cele inițiale pot fi obținute doar la transformatorii

cu întrefier, precum și la cei care au miezuri din materiale cu o limită de linearitate ridicată (vezi punctul 2 § XI.2)

Pentru măsurarea inductanței înfășurării primare, corespunzătoare permeabilității inițiale a materialului magnetic, trebuie să se folosească schemele în punte alimentate de la un generator de frecvență acustică. Frecvența nu trebuie să fie egală cu 50 Hz și nici să fie multiplu al ei, pentru a micșora erorile de măsurare, produse prin inducția și paraziții din rețea. Ca indicator de echilibru al punții se folosește un amplificator selectiv cu detector și galvanometru. Descrierea mai amănunțită a schemelor în punte, folosite în acest scop, este dată în § XI.4, iar schemele lor de principiu sunt reprezentate în fig. XI.15—XI.18.

Inductanța înfășurării primare a transformatorului trebuie să se măsoare la frecvențe apropiate de frecvența de lucru înferioară, deoarece permeabilitatea materialului miezului și prin urmare și inductanța înfășurării primare depind de frecvență.

§ XVII.10. Măsurarea inductanței de scăpări

Inductanța de scăpări a transformatorului se poate măsura cu ajutorul acelorași scheme în punte, care se folosesc pentru măsurarea inductanței înfășurării primare. Alimentarea punții trebuie să se execute la frecvențe de 500—2000 Hz, iar ca indicator de echilibru al punții poate fi folosită o cască telefonică cu sau fără amplificator. Pentru măsurarea inductanței de scăpării transformatorului, una din înfășurările lui se scurtcircuitează, iar cealaltă se conectează la bornele de măsură ale punții. Această metodă nu este absolut precisă, deoarece înfășurările transformatorului au rezistență și o capacitate distribuită; dar la o frecvență de aproximativ 1000 Hz, eroarea obținută este mică și nu are o importanță practică. Pentru măsurarea inductanței de scăpări pot fi folosite, deasemenea, și alte scheme, cu domeniul de măsurare în banda de la sute de microhenry, până la câțiva henry.

§ XVII.11. Măsurarea capacității proprii

Una dintre cele mai simple și suficient de precise metode de măsurare a capacității proprii a transformatorului, constă în determinarea frecvenței la care caracteristica de frecvență a transformatorului neîncărcat, trece prin maxim când el lucrează alimentat de la o sursă de tensiune cu rezistență internă mică. Cu o astfel de sursă și cu secundarul în gol, caracteristica de

frecvență a transformatorilor prezintă, de obicei, un maxim, dincolo de frecvența de lucru superioară, produs de rezonanța dintre inductanța de scăpări a transformatorului și capacitatea lui proprie. Frecvența corespunzătoare acestui maxim este practic egală cu frecvența de rezonanță, dacă circuitul este slab amortizat, ceea ce permite să se afle capacitatea proprie a transformatorului, raportată la înfășurarea lui secundară, din expresia :

$$C_{tr} = \frac{1}{\omega^2 L_s'} - C_{int} = \frac{1}{\omega^2 n^2 L_s} - C_{int}, \quad (\text{XVII.5})$$

în care C_{tr} — capacitatea proprie a transformatorului, raportată la înfășurarea lui secundară.

n — raportul de transformare, egal cu raportul dintre numărul de spire al înfășurării secundare și numărul de spire al înfășurării primare ;

ω — pulsația la care tensiunea din înfășurarea secundară atinge valoarea maximă ;

L_s' — inductanța de scăpări a transformatorului, măsurată din partea înfășurării secundare ;

L_s — inductanța de scăpări a transformatorului, măsurată din partea înfășurării primare ;

C_{int} — capacitatea de intrare a voltmetrului sau indicatorului conectat la înfășurarea secundară.

Schema de măsură este reprezentată în fig. XVII.6. Se aplică înfășurării primare a transformatorului tensiunea de la generatorul G cu rezistență internă mică, a cărui frecvență poate fi variată

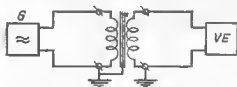


Fig. XVII.6. Schema pentru măsurarea capacității proprii a transformatorului.

continuu în banda necesară, (rezonanța este, de obicei, situată în banda frecvențelor de la 5 până la 100 kHz). Pe înfășurarea secundară a transformatorului se conectează voltmetrul electronic VE, cu o capacitate de intrare mică și cu impedanța de intrare

mare. Variind frecvența generatorului și menținând constantă tensiunea lui de ieșire se determină frecvența la care tensiunea din înfășurarea secundară este maximă. După aceasta măsurând inductanța de scăpări a transformatorului, prin una din metodele indicate în paragraful XVII.10, se calculează capacitatea proprie a transformatorului după formula (XVII.5).

Capacitatea proprie a transformatorului trebuie să se măsoare

în condiții care să corespundă perfect condițiilor lui reale de funcționare. Dacă transformatorul măsurat este destinat să funcționeze alimentat dela o sursă asimetrică și să deniteze pe o sarcină asimetrică, generatorul și voltmetrul folosiți trebuie să fie, deasemenea, asimetrici. Conectarea capetelor transformatorului trebuie să fie identică cu cea care are loc în condițiile reale de funcționare. Nerespectarea acestor reguli poate cauza erori la măsurarea capacității proprii, obținându-se valori fictive.

§ XVII.12. Ridicarea caracteristicii de frecvență

Caracteristica de frecvență trebuie ridicată în condiții analoge cu condițiile de funcționare ale transformatorului, în montajul real. Pentru transformatori cu intrare sau cu ieșire simetrică este necesar să se respecte, în cursul măsurării, simetria sarcinii sau a sursei; înfășurarea secundară să se încarce prin capacitatea și impedanța cu care lucrează transformatorul în montajul real, iar transformatorul să se alimenteze dela un generator cu o rezistență egală cu rezistența sursei dela care este alimentat transformatorul în funcționarea normală. În figura XVII.7 este reprezentată una din variantele schemei pentru ridicarea caracteristicii de frecvență a transformatorului de intrare simetric alimentat printr'o linie și care debitează pe etajul de intrare al amplificatorului. Tensiunea generatorului (care are banda necesară de frecvență) se aplică printr'un transformator simetric, unui atenuator simetric, având impedanța caracteristică a liniei cu care va funcționa transformatorul.

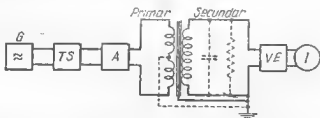


Fig. XVII.7. Schema pentru ridicarea caracteristicii de frecvență a transformatorului de intrare simetric.

Impedanța de ieșire a generatorului de frecvență acustică trebuie să fie, deasemenea, egală cu impedanța caracteristică a liniei. Înfășurarea secundară a transformatorului se încarcă printr'o capacitate egală cu suma capacităților montajului și a

capacității dinamice a liniei și cu o rezistență egală cu a sarcinii, dacă aceasta există în montajul real. La capătul înfășurării secundare, care se conectează la grila tubului, se leagă borna de tensiune a unui voltmetru electronic cu o impedanță de intrare ridicată și cu o capacitate de intrare redusă. La celălalt capăt al înfășurării secundare se leagă borna pusă la pământ a voltmetrului. În cazul când voltmetrul are o capacitate de intrare mare, trebuie să se țină seama de ea și să se conecteze în înfășurarea secundară o capacitate corespunzătoare mai mică.

Ridicarea caracteristicii de frecvență a transformatorilor de intrare din etajele în contrastimp trebuie să se execute sau cu un voltmetru electronic cu intrare simetrică, sau prin două voltmetre legate între firul de grilă și punctul median al transformatorului, respectând simetria sarcinii ambelor jumătăți ale înfășurării secundare.

La ridicarea caracteristicii de frecvență a transformatorilor de ieșire se poate neglija componenta capacitivă a sarcinii și să se încarce înfășurarea secundară prin rezistența și inductanța corespunzătoare sarcinii efective, sau numai printr-o rezistență, cum se și face în majoritatea cazurilor.

Caracteristica de frecvență a transformatorilor simpli de cuplaj între etaje trebuie să se ridice cu o schemă asimetrică, ca cea reprezentată în fig. XVII.8. În serie cu borna de tensiune a înfășurării primare a transformatorului se introduce rezistența

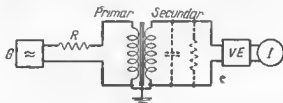


Fig. XVII.8. Schema pentru ridicarea caracteristicii de frecvență a transformatorului asimetric de cuplaj între etaje.

R , egală cu rezistența sursei pentru care este calculat transformatorul. Rezistența internă a generatorului G trebuie să fie mult mai mică decât R , deoarece altfel caracteristica ridicată se va deosebi de cea reală. Ridicarea caracteristicii se execută varind frecvența generatorului și menținând tensiunea lui de ieșire constantă. Indicațiile voltmetrului electronic din înfășurarea secundară vor da astfel valorile ordonatei caracteristicii de frecvență.

Caracteristica de frecvență a transformatorului este de dorit să se ridice pentru o tensiune aplicată transformatorului, egală

cu amplitudinea minimă a semnalului din înfășurarea primară. Prin aceasta, caracteristica de frecvență, în banda frecvențelor inferioare, va fi cea mai slabă posibilă. Aceasta nu se poate executa întotdeauna, deoarece poate să lipsească un voltmetru de sensibilitate suficientă. De aceea, ridicarea caracteristicii de frecvență se execută, de obicei, la tensiunea minimă posibilă.

Caracteristica de frecvență, ca și cea de fază trebuie desigur să se ridice într-o bandă de frecvențe mult mai largă decât cea de lucru. Acesta este cazul la transformatorii pentru amplificatori cu reacție negativă, unde operația este necesară pentru verificarea stabilității amplificatorului.

§. XVII.13. Măsurarea coeficientului de nelinearitate

Pentru măsurarea coeficientului de nelinearitate a transformatorului este necesar un generator cu o formă corectă a curbei tensiunii de ieșire (cu un coeficient de nelinearitate de circa $0,1\%$) și un analizor de armonice, sau un aparat pentru măsurarea distorsiunilor nelineare. Când coeficientul de nelinearitate se măsoară numai la o singură frecvență, măsurarea trebuie să se execute la frecvența de lucru inferioară. Dacă frecvența generatorului poate fi variată continuu, se poate determina variația coeficientului de nelinearitate a transformatorului cu frecvență.

Măsurarea coeficientului de nelinearitate este mult complicată de faptul că puterea generatorului trebuie să fie de același ordin cu puterea etajului, în care va funcționa transformatorul. Condițiile referitoare la puterea generatorului sunt oarecum ușurate, dacă se folosește schema indicată în fig. XVII.9, în care transformatorul funcționează fără sarcină, iar rezistența generatorului se ia egală cu rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare, din care se scade rezistența înfășurării primare:

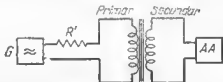


Fig. XVII.9. Schema pentru măsurarea coeficientului de nelinearitate al transformatorului.

$$R^i = R_{int} - r_1 = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} - r_1. \quad (\text{XVII.6})$$

Rezistența de intrare a analizorului de armonice, sau a

aparaturii de măsurat distorsiunile nelineare, conectat în înfășurarea secundară a transformatorului, trebuie să fie suficient de mare, pentru a nu provoca încărcarea înfășurării.

Dacă generatorul electronic folosit este de mică putere, se poate măsura cu această schemă coeficientul de nelinearitate doar în cazul transformatorilor de cuplaj și de ieșire de mică putere. Ca generator, pentru măsurarea coeficientului de nelinearitate al transformatorilor de putere mare, trebuie să se folosească rețeaua de curent alternativ, sau un generator rotativ având frecvența și puterea necesară, prevăzut cu filtru pentru atenuarea armonicilor, dacă acestea sunt importante.

§. XVII.14. Incercarea la supratensiune.

Transformatorii de ieșire și de modulație de putere, care lucrează în clasă B, în special transformatorii etajelor ce funcționează cu curenți de grilă, se recomandă să fie încercați pentru rigiditatea dielectrică a izolației dintre spire și dintre straturile înfășurării primare. Pentru aceasta, la unul din capetele înfășurării primare se conectează borna de tensiune a unui generator de impulsuri de înaltă tensiune. Borna legată la masă se conectează la priza mediană a înfășurării primare. În timpul aplicării impulsurilor se urmărește dacă nu există o scântee în stratul superior al înfășurării. În același mod se încearcă și a doua jumătate a înfășurării primare. În cursul încercării, amplitudinea tensiunii se ia de 2-2,5 ori mai mare decât tensiunea anodică a etajului, cu care funcționează transformatorul. Forma impulsului se ia standard, adică cea adoptată pentru încercarea transformatorilor de forță de înaltă tensiune și de mare putere.

§. XVII.15. Incercarea ecranării

Pentru încercarea ecranării și pentru măsurarea acțiunii de blindare a ecranelor, transformatorul se plasează într'un câmp magnetic alternativ slab și uniform de frecvență necesară. Acest câmp magnetic se poate obține cu ușurință, așezând transformatorul în centrul unei spire rotunde, cu diametrul de jumătate de metru și trecând prin spirală curentului de frecvență necesară. Intensitatea câmpului magnetic în centrul spirei se determină prin expresia:

$$H = \frac{0,2 \pi I}{r}, \quad (\text{XVII.7})$$

în care H —intensitatea câmpului magnetic, în centrul spirei, în oersted,

I —curentul din spirală, în amperi,

r —raza spirei, în cm.

Tensiunea indusă în înfășurarea secundară a transformatorului se măsoară cu ajutorul unui voltmetru electronic, suficient de sensibil, cu impedanța de intrare ridicată. Acțiunea de blindare a ecranului se determină ca fiind raportul tensiunii induse în lipsa ecranului, față de tensiunea indusă în transformatorul protejat de către ecran.

§ XVII.16. Ridicarea caracteristicii de fază

Caracteristica de fază a transformatorului ca și caracteristica de frecvență, trebuie ridicată în condiții care să corespundă riguros condițiilor reale de funcționare ale transformatorului în schemă. Rezistența generatorului, sarcina, simetria, modul de conectare al capetelor, trebuie să corespundă condițiilor de lucru. Determinarea unghiului de fază al tensiunii de ieșire, în raport cu f. e. m. a generatorului, se poate executa cu ajutorul schemei indicate în fig. XVII.10.

Aici G este generatorul cu frecvență variabilă, cu rezistență internă mică; R este rezistența echivalentă rezistenței sursei f. e. m.; OC este un oscilograf catodic cu amplificare identică pe axa orizontală și verticală, care dă distorsiuni de fază neînsemnate, pe cât posibil egale, în banda frecvențelor de lucru. Distorsiunile de frecvență ale amplificatorului de asemenea nu trebuie să fie prea mari. La unul din amplificatorii oscilografului se aplică tensiunea de la generator (luată înainte de rezistența echivalentă) prin circuitul de defazare CD , gradat în grade și care permite să se varieze continuu unghiul de defazaj al tensiunii lui de ieșire. Pe celălalt amplificator se aplică tensiunea de ieșire a transformatorului. Reglând defazajul produs de circuitul de defazare se caută să se obțină pe ecranul oscilografului o linie oblică dreaptă. Prin aceasta, un-

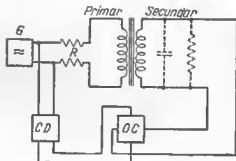


Fig. XVII.10. Schema pentru ridicarea caracteristicii de fază a transformatorului.

ghiul de defazare produs de transformator este egal cu unghiul de delazare cunoscut al circuitului. Ridicarea caracteristicii de lază irebue să se înceapă dela frecvența de lucru medie, unde delazajul este aproape de zero, deoarece alfel se poate obține ușor o eroare egală cu un multiplu al lui 180° . Dacă tensiunea aplicată transformatorului și cea preluată dela el este suficient de mare, se pot înlătura amplificatorii și tensiunea se aplică direct pe plăcile orizontale și verticale ale oscilografului catodic.

XVII.17. Verificarea distorsionării semnalelor dreptunghiulare sau a impulsurilor

Dacă transformatorul este destinat pentru funcționarea într'un regim de impulsuri se poate verifica, cu ajutorul unui generator de impulsuri și al unui oscilograf catodic, starea transformatorului și se pot vedea direct distorsionile provocate de el. Pentru aceasta, se aplică transformatorului impulsurile dela un generator cu o rezistență interloară corespunzătoare, plăcilor orizontale ale oscilografului tensiunea de baleiaj, plăcilor verticale tensiunea de ieșire a transformatorului. Această verificare se poate executa cu ajutorul unui generator de semnale dreptunghiulare și al unui oscilograf. La o frecvență bine aleasă a semnalelor dreptunghiulare, se poate judeca asupra tuturor parametrilor transformatorilor după aspectul distorsionilor provocate.

§ XVII.18. Incercarea la stabilitatea contra-Intemperiiilor și la altitudine.

Transformatorul destinați aparatajului care lucrează în condiții grele trebuie supuși unei verificări de stabilitate contra intemperiiilor. Această incercare se aplică numai unul mic număr de transformatori, pentru a stabili dacă procesul tehnologic al prelucrării învelișului de protecție a fost corect. Se în earcă atât transformatorii ermetici, cât și cei neermetici. Pentru verificare, transformatorul se așează într'un termostaț special, unde se stabilește temperatura și umiditatea dorită. După ce a fost menținut în termostaț o anumită durată, la o anumită temperatură și umiditate, transformatorul este supus unei revizii exterioare care descoperă deranjamentele mecanice. Apoi se verifică izolația și uneori rigiditatea dielectrică. Transformatorii care funcționează în aparatajul de aviație se trec deseori prin probele de altitudine. Pentru aceasta, transformatorul este plasat într'o cameră barometrică. Se aplică între înfășurări o tensiune de incercare și se verifică rigiditatea dielectrică a izolației transformatorului sub presiune scăzută.

CAPITOLUL XVIII.

EXEMPLE DE CALCUL ȘI MATERIAL INFORMATIV

Exemplul 1. Calculul de construcție al unui transformator de dimensiuni mici, cu magnetizare de curent continuu.

Să efectuăm calculul de construcție al unui transformator de ieșire pentru un receptor de radio de dimensiuni reduse. Condiția constructivă de bază a unui astfel de transformator este greutatea și dimensiunile minime. În etajul final al receptorului se utilizează o pentodă cu încălzire directă, de dimensiuni mici. Transformatorul de ieșire alimentează un difuzor electrodinamic de dimensiuni mici, a cărui impedanță poate fi considerată pur rezistivă. Schema etajului final este cea obișnuită simplă, cu un singur tub. Se cunosc următoarele date electrice ale transformatorului etajului, precum și condițiile tehnice:

Rezistența de sarcină a transformatorului	$R_2 = 4 \ \Omega$
Puterea în sarcină	$P_2 = 0,12 \text{ W}$
Randamentul transformatorului	$\eta = 0,75$
Componenta continuă a curentului etajului final	$I_0 = 6 \text{ mA}$
Inductanța minimă a înfășurării primare	$L_1 = 4,3 \text{ H}$
Inductanța de scăpări maximă	$L_s = 0,5 \text{ H}$
Rezistența înfășurării primare	$r_1 = r'_2 = 625 \ \Omega$
Rezistența înfășurării secundare	$r_2 = 0,67 \ \Omega$
Raportul de transformare	$n = 0,0327$
Tensiunea sursei de alimentare anodică	$U_0 = 70 \text{ V}$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 200 \text{ Hz}$
Rezistența de sarcină a circuitului anodic	$R_a = 5000 \ \Omega$

1. Deoarece dimensiunile și greutatea transformatorului trebuie să fie minime, iar transformatorul lucrează cu un mic curent magnetizant continuu în înfășurarea primară, ca material se va alege permalloyul cu permeabilitatea inițială de circa 2000 gauss/oersted. Aceasta va permite să se micșoreze mult greutatea și dimensiunile, în comparație cu cazul când s'ar folosi oțel de transformator. În conformitate cu tabela XIV.4 grosimea toțelor de permalloy se alege de 0,35 mm, deoarece frecvența de lucru inferioară a transformatorului este egală cu 200 Hz. Miezul transformatorului se ia în manta, deoarece transformatorul este de mică putere.

2. Pentru determinarea valorii aproximative a permeabilității efective inițiale a permalloyului 45%, la magnetizarea produsă de curentul continuu din montaj, se va calcula valoarea $L_1 I_0^2$:

$$L_1 I_0^2 = 4,3 \cdot (6 \cdot 10^{-3})^2 \approx 1,6 \cdot 10^{-4}.$$

Conform figurii XI.14, valoarea aproximativă μ_{ef} , pentru valoarea obținută $L_1 I_0^2$, este egală aproximativ cu 700 gauss/oersted.

3. Pentru un transformator cu o putere așa de mică, dimensiunile miezului pot fi alese în funcție de constanta lui de construcție. Inducția trebuie să fie verificată ulterior pentru a ne convinge că nu depășește valoarea admisibilă. Constanta de construcție necesară a miezului se determină prin expresia :

$$A = \frac{\tau_1}{\mu_{ei}} = \frac{L_1}{r_1 \mu_{ei}} = \frac{4,3}{625 \cdot 700} = 0,98 \cdot 10^{-5}.$$

Asamblând miezul din tolele destinate pentru transformatorii de greutate minimă, atât greutatea cât și costul materialului consumat pentru construcția transformatorului, vor fi mult mai scăzute decât pentru alte tipuri de tole. Comparând greutatea miezurilor din tole, conform normei CT-360 A, și din tole de greutate minimă, la aceleași constante de construcție (de exemplu $2,1 \cdot 10^{-5}$, v. tabela XVIII.5), rezultă cât de improple este în cazul de față tola CT-360 A. Tola CT-360 A dă o greutate a miezului de 73 până la 84 g, în comparație cu 36 g pentru miezul din tole de greutate minimă. Deoarece la utilizarea permalloyului, materialul miezului costă mult mai mult decât materialul înfășurărilor, transformatorul cu miez de greutate minimă va avea și un cost minim.

Dintre miezurile de greutate minimă indicate în tabela XVIII.5, mai apropiat de constanta de construcție este miezul E-4 x 10, care are o constantă de construcție puțin mai mică. Miezul următor are o constantă de construcție prea mare și este mult mai mare ca dimensiuni și greutate. Să încercăm să folosim în cazul de față miezul E-4 x 10. Dacă înfășurările nu vor încăpea, vom lua miezul cu dimensiuni mai mari.

4. Să determinăm numărul de spire al înfășurării transformatorului necesare la obținerea inductanței propuse. Se determină întâi cu aproximație numărul spirelor înfășurării primare, plecând de la valoarea aproximativă găsită pentru μ_{ei} și luând din tabela XVIII.5 valorile pentru l_{med} și q_0 ale tipului de miez ales :

$$w_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_{med}}{\mu_{ei} q_0}} = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{4,3 \cdot 4,1}{700 \cdot 0,35}} = 2400 \text{ spire}$$

La acest număr de spire al înfășurării primare, magnetizarea continuă pentru 1 cm din lungimea circuitului magnetic va fi :

$$aw_0 = \frac{I_0 w_1}{l_{med}} = \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 2400}{4,1} = 3,5.$$

Conform curbelor din fig. XV.25, valoarea reală a permeabilității efective inițiale pentru permalloy 450/0, la o astfel de magnetizare continuă, este egală cu aproximativ 740 gauss/oersted adică depășește valoarea aproximativă găsită anterior. Deaceia, numărul spirelor înfășurării primare se poate micșora (ceceace nu este obligator, din cauza diferenței mici dintre cele două valori ale lui μ_0). Numărul exact de spire va fi :

$$w_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{4,3 \cdot 4,1}{740 \cdot 0,35}} = 2330 \text{ spire}$$

Numărul necesar de spire al înfășurării secundare va fi :

$$w_2 = w_1 \cdot n = 2330 \cdot 0,0327 = 76 \text{ spire.}$$

5. Să verificăm inducția în miez pentru a vedea dacă nu depășește inducția admisibilă. Puterea maximă aplicată înfășurării primare a transformatorului este:

$$P = \frac{P_2}{\eta} = \frac{0,12}{0,75} = 0,16 \text{ W.}$$

Amplitudinea tensiunii din înfășurarea primară poate fi determinată din expresia:

$$U_{m1} = \sqrt{2PR_a} = \sqrt{2 \cdot 0,16 \cdot 5000} = 40 \text{ V.}$$

Rezistența de sarcină raportată la înfășurarea primară este:

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2} = \frac{4}{0,0327^2} = 3750 \Omega$$

Forța contraelectromotoare din înfășurarea primară, la puterea totală, este:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{1 + \eta}{2} = 40 \frac{1 + 0,75}{2} = 35 \text{ V.}$$

Inducția în miez, la puterea de leșire totală, și la frecvența de lucru inferioară:

$$B_{m1} = \frac{E_{m1} \cdot 10^8}{w_i q_c w_1} = \frac{35 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 0,35 \cdot 2330} = 3400 \text{ gauss.}$$

Această valoarea a inducției este pe deplin admisibilă pentru miezul din permalloy 450/o cu întrefier. Nu este necesar să se mărească numărul spirelor înfășurării primare, pentru a reduce inducția maximă.

6. După curbele din fig. XV.26 să determinăm valoarea întrefierului optim. Pentru permalloyul 450/o, la o magnetizare continuă de 3,5 amper-spire pe cm de lungime a circuitului magnetic, se obține valoarea întrefierului optim egală cu 0,06/o din lungimea circuitului magnetic. De acel, pentru miezul în manta cu două întrefieruri în calea liniei magnetice de forță, grosimea garniturii izolante va fi:

$$\delta_g = \frac{z l_{med}}{2 \cdot 100} = \frac{0,06 \cdot 4,1}{2 \cdot 100} = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ cm} = 0,01 \text{ mm.}$$

O garnitură atât de subțire nu se mai pune, și asamblarea tolelor miezului se face în rost, fără garnitură. În cazul tolelor bine ștanțate și al unei asamblări atente între părțile miezului, se va obține un întrefier echivalent de acest ordin.

7. Să determinăm diametrul conductorului necesar pentru înfășurările transformatorului. Pentru aceasta, să luăm din tabela XVIII.5 valoarea aproximativă a lunginii spirei medii a înfășurătorilor l_{Cu} . Diametrul conductorului necesar pentru a asigura rezistența propusă a înfășurării primare va fi:

$$d_1 = 0,15 \sqrt{\frac{l_{1(m)}}{r_{1(\Omega)}}} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{Cu(m)} w_1}{r_{1(\Omega)}}} = 0,15 \sqrt{\frac{0,043 \cdot 2330}{625}} = 0,06 \text{ mm.}$$

iar diametrul conductorului înfășurării secundare:

$$d_2 = 0,15 \sqrt{\frac{l_{2(m)}}{r_{2(Q)}}} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{Cu(m)}^{1/2}}{r_{2(Q)}}} = \\ = 0,15 \sqrt{\frac{0,043 \cdot 76}{0,67}} = 0,33 \text{ mm.}$$

După cum rezultă din tabela XVIII.4 un conductor de aceste dimensiuni corespunde standardelor și nu trebuie să fie rotunjit, până la cel mai apropiat diametru standardizat. Ca izolație pentru conductori se utilizează emailul rezistent la lacuri, deoarece se va impregna bobina transformatorului cu lac electroizolant, pentru a o proteja contra umidității.

8. Să trecem la calculul așezării înfășurărilor. Pentru simplificarea tehnologiei confecționării transformatorului și pentru ieftinirea fabricației, se preferă așezarea stratificată a înfășurărilor. Din tabela XVIII.4 se află diametrii conductorilor, pentru înfășurarea primară și pentru cea secundară, împreună cu izolația:

$$d_{1iz} = 0,07 \text{ mm}; \quad d_{2iz} = 0,36 \text{ mm.}$$

Înfășurarea primară se bobinează neregulat cu straturi izolante. Conform tablei XV.5, coeficientul de umplere a fereștii miezului k_{Cu} , la un diametru de 0,06 mm, în cazul unei înfășurări cu straturi izolante și cu o carcasă de secțiune dreptunghiulară, este egal cu aproximativ 0,55. De aici, suprafața ocupată de înfășurarea primară în fereșta miezului va fi:

$$Q_1 = \frac{d_{1iz}^2 \cdot w_1}{k_{Cu1}} = \frac{0,07^2 \cdot 2330}{0,55} = 20,8 \text{ mm}^2.$$

Presupunând că distanța nebobinată de la marginea stratului până la marginea fereștii, în cazul bobinării fără carcasă, (sau rezerva pentru grosimea pereților laterali, în cazul bobinării în carcasă) este de 2 mm pentru fiecare parte și luând din tabela XVIII.5 valoarea înălțimii fereștii pentru miezul E-4 x 10, vom obține înălțimea înfășurărilor:

$$h_i = h - 2 \cdot 2 = 15 - 2 \cdot 2 = 11 \text{ mm.}$$

Grosimea întregii înfășurări primare va fi:

$$A_1 = \frac{Q_1}{h_i} = \frac{20,8}{11} \approx 1,9 \text{ mm.}$$

Înfășurarea secundară se bobinează în strat, deoarece conductorul înfășurării secundare este suficient de gros și există spire puține în înfășurare. Numărul spirelor înfășurării secundare în strat va fi:

$$w_{2st} = \frac{h_i}{d_{2iz}} = \frac{11}{0,36} \approx 30 \text{ spire.}$$

Iar numărul straturilor din înfășurare:

$$c_2 = \frac{w_2}{w_{2st}} = \frac{76}{30} \approx 3 \text{ straturi.}$$

Presupunând grosimea stratului izolan dintre straturile înfășurărilor secundare de 0,07 mm, și coeficientul de bombare egal cu 1,3, în conformitate cu formula (XV.83) se obține grosimea înfășurării secundare:

$$A_2 = 1,3 [d_{2is} \cdot c_2 + \delta_{g2} (c_2 - 1)] = 1,3 [0,36 \cdot 3 + 0,07 \cdot (3 - 1)] \approx 1,6 \text{ mm.}$$

Să luăm grosimea tubului înfășurării: δ_k , împreună cu jocul dintre miez și tub, de 0,5 mm pentru o parte, și grosimea izolației dintre înfășurări = 0,2 mm, ceea ce este suficient pentru o tensiune a sursei de alimentare anodică, de 70 V. În acest caz, grosimea totală, ocupată de înfășurare în fereastra miezului este:

$$A_m = \delta_k + A_1 + \delta + A_2 = 0,5 + 1,9 + 0,2 + 1,6 = 4,2 \text{ mm.}$$

Deoarece lățimea ferestrei miezului este egală cu 5 mm, înfășurările se așează în fereastră cu o mică rezervă, iar miezul ales convine pentru transformatorul construit.

9. Să verificăm dacă trebuie să se împartă înfășurările transformatorului în părți alternante. Pentru aceasta trebuie să se calculeze valoarea aproximativă a inductanței de scăpări a transformatorului, care are loc în cazul așezării nealternante a înfășurărilor, presupunând $k = 0,85$:

$$L_s = \frac{0,4 \pi k l C_u w_1^2}{10^8 h} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) =$$

$$= \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 0,85 \cdot 4,3 \cdot 2330^2}{10^8 \cdot 1,5} \cdot \left(0,02 + \frac{0,19 + 0,16}{3} \right) = 0,023 \text{ H.}$$

Această valoare a inductanței de scăpări este mult mai mică decât valoarea maximă admisibilă (0,5 H): de aceea înfășurările se execută nealternante. Pentru a proteja înfășurările transformatorului contra deranjamentelor mecanice, cum și pentru a micșora costul înfășurărilor, în cazul acestor transformatori este recomandabil să se așeze înfășurările oarecum neobișnuit pentru transformatorul de ieșire, și anume să se așeze înfășurarea secundară, care are conductorul mai gros, deasupra. Prin aceasta, consumul de conductor pentru înfășurarea primară, care este mai scump, se va reduce, iar costul total al înfășurărilor se va micșora.

10. Pentru determinarea consumului de conductor, necesar pentru înfășurările transformatorului, să găsim valoarea exactă a lungimii spirei medii a înfășurărilor. Lungimea spirei medii a înfășurării primare este:

$$l_{med1} = 2(y_1 + 2\delta_k) + 2(y_2 + 2\delta_k) + \pi A_1 = 2(0,4 + 2 \cdot 0,05) +$$

$$+ 2(1 + 2 \cdot 0,05) + 3,14 \cdot 0,19 = 3,8 \text{ cm}$$

iar lungimea spirei medii a înfășurării secundare:

$$l_{med2} = 2(y_1 + 2\delta_k) + 2(y_2 + 2\delta_k) + \pi(2A_1 + 2\delta + A_2) = 2(0,4 + 2 \cdot 0,05) +$$

$$+ 2(1 + 2 \cdot 0,05) + 3,14(2 \cdot 0,19 + 2 \cdot 0,02 + 0,16) = 5,02 \text{ cm}$$

Lungimea totală a conductorului înfășurării primare și secundare va fi:

$$l_1 = l_{med1} \cdot w_1 = 3,8 \cdot 2330 = 8850 \text{ cm} = 88,5 \text{ m}$$

$$l_2 = l_{med2} \cdot w_2 = 5,02 \cdot 76 = 382 \text{ cm} = 3,82 \text{ m.}$$

Greutatea conductorului înfășurării primare și greutatea conductorului înfășurării secundare se calculează luând din tabela XVIII.4 greutatea unui metru de conductor emailat de diametru corespunzător și înmulțind această greutate cu lungimea conductorului înfășurării:

$$p_1 = 0,026 \cdot 88,5 = 2,3 \text{ g}; \quad p_2 = 0,778 \cdot 3,82 \approx 3 \text{ g}$$

Rezistența înfășurării primare și secundare se va determina luând din tabela XV.4 rezistența unui metru de conductor, de diametru corespunzător, și înmulțind-o cu lungimea conductorului înfășurării:

$$r_1 = 6,18 \cdot 88,5 = 547 \text{ } \Omega; \quad r_2 = 0,204 \cdot 3,82 = 0,779 \text{ } \Omega,$$

După cum se vede, rezistența înfășurării primare a rezultat mai mică decât cea propusă, iar rezistența înfășurării secundare mai mare. Să verificăm suma rezistenței înfășurării primare și a rezistenței raportate a celei secundare:

$$r'_2 = \frac{r_2}{n^2} = \frac{0,779}{0,0327^2} \approx 729 \text{ } \Omega; \quad r_1 + r'_2 = 547 + 729 = 1276 \text{ } \Omega.$$

Valoarea propusă pentru rezistența totală, care determină randamentul transformatorului, este în cazul de față egală cu $625 + 625 = 1250 \text{ } \Omega$ adică din punct de vedere practic coincide cu valoarea obținută, iar randamentul transformatorului va fi egal cu cel propus.

Deoarece nu există o mare rezervă de spațiu în fereastra miezului, o abatere pentru diametrul conductorului înfășurărilor se poate admite numai dacă are loc simultan pentru ambele înfășurări și este de semn contrar, adică astfel ca prin micșorarea diametrului conductorului unei înfășurări să se mărească diametrul celeilalte. În caz contrar, randamentul rezultă mai mic decât cel propus, sau înfășurările nu vor încăpea în fereastra miezului. Când este necesar să admitem abateri mari pentru diametrul conductorului, miezul trebuie să se ia de dimensiuni mai mari, ceea ce va provoca mărirea greutateii, dimensiunilor și a costului transformatorului.

Greutatea totală a transformatorului, calculat fără a ține seamă de greutatea elementelor de montaj, va fi de circa 23 g (cu un gram mai mult decât greutatea indicată în tabela XVII.5, din cauza greutateii specifice ridicate a permatoyului, egală aproximativ cu 8,5). După cum se indică în tabelă, dimensiunile exterioare ale transformatorului sunt 20x19x19 mm.

Exemplul 2. Calculul unui transformator de ieșire, de putere, care lucrează în clasă B.

Pentru a exemplifica proiectarea transformatorului de joasă frecvență, de mare putere, să efectuăm calculul unui transformator de ieșire de 10 kW lucrând în contratimp în clasă B, cu curenți de grilă. Datele etajului și condițiile tehnice impuse sunt următoarele:

Puterea de ieșire maximă	$P = 10 \text{ kW}$
Valoarea eficace a tensiunii de pe sarcină	$U_2 = 960 \text{ V}$
Rezistența medie a tubului pentru perioada de trecere a curentului anodic	$R = 7000 \text{ } \Omega$
Putsația de lucru inferioară	$\omega_i = 628$
Putsația de lucru superioară	$\omega_s = 31400$

Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența de lucru inferioară	$M_f=1,06$
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența de lucru superioară	$M_s=1,06$
Coeficientul mediu de nelinearitate al transformatorului admisibil la frecvența inferioară, puterea de ieșire totală și curenții anodici ai tuburilor egali	$k_p=0,03$
Amplitudinea impulsurilor de curenți din înfășurarea primară	$I_{m1}=3,4 \text{ A}$
Amplitudinea componentei alternative a tensiunii anodice	$U_{m1}=6000 \text{ V}$
Componenta continuă a tensiunii anodice	$U_0 = 7000 \text{ V}$

Etajul se calculează pentru o funcționare de durată, fiind posibilă funcționarea cu puterea totală timp de mai multe ore (ceea ce nu are loc în etajele finale ale stațiilor de radiofrecvență). Sarcina etajului poate fi considerată optimă, când tensiunea minimă pe sarcină, la care trebuie să se respecte caracteristica de frecvență impusă, reprezintă 0,01 din tensiunea corespunzătoare puterii totale. Amplificatorul fiind lix, transformatorul poate fi executat cu izolația în ulei. Conform condițiilor de funcționare nu este necesar să existe un ecran pus la pământ între înfășurarea primară și cea secundară.

1. Să trecem la alegerea tipului și dimensiunilor miezului. După cum s'a indicat în § XV.1, pentru transformator de mare putere se folosește de obicei miezul în sămbure, cu secțiunea brațului în trepte. Să luăm pentru cazul de față miezul cu 3 trepte. Ca material pentru miez poate fi ales oțelul de transformator Д4АА sau oțelul ХВН . În cazul folosirii acestuia din urmă, inducția maximă poate fi mai mare decât pentru oțelul Д4АА , ceea ce duce la micșorarea dimensiunilor și la greutatea transformatorului. Pentru miez se folosește oțelul Д4АА , din cauza costului lui mai scăzut. Deoarece frecvența de lucru inferioară a transformatorului este situată sub 150 Hz, conform tablei XIV.4, în cazul oțelului Д4АА grosimea tolei poate fi luată de 0,5 mm, fără a dauna prin aceasta caracteristicilor electrice ale transformatorului. Izolația tolelor va fi din lac, iar coeficientul de umplere a suprafeței miezului prin secțiunea netă a materialului magnetic, conform tablei XIV.3, va fi de 0,92. Pentru amplitudinea curenților din înfășurarea primară de 3,4 A, diametrul conductorului trebuie să fie de circa 1 mm. La acest diametru poate să fie folosit conductorul cu izolație dublă de bumbac (ПБД). Pentru acest conductor, coeficientul de umplere al ferestrei corespunzător înfășurării primare f_{Cu1} , pentru un transformator cu izolație de aer, conform tablei XIV.6, este în medie egal cu 0,04, iar pentru un transformator cu izolația în ulei, odată și jumătate mai mare, adică 0,06.

Deoarece etajul se calculează pentru o funcționare de durată, în conformitate cu tabela II.1 randamentul transformatorului η pentru puterea de 10 kW va fi egal cu 0,795. Se propune ca inducția maximă la frecvența de lucru inferioară și la puterea de ieșire totală, să fie de 11000 gauss, conform indicațiilor § II.8 și XIV.5.

Diametrul miezului în sămbure cu 3 trepte se va determina din expresia:

$$d = \sqrt[5]{\frac{6,4 \cdot 10^{11} \cdot P}{B_{m1}^2 \cdot \omega_1^2 \cdot k_m^2 \cdot f_{Cu1} (1 - \eta)}} =$$

$$= \sqrt[5]{\frac{6,4 \cdot 10^{11} \cdot 10^4}{11000^2 \cdot 628^2 \cdot 0,92^2 \cdot 0,06 (1 - 0,795)}} = 10,1 \text{ cm}.$$

După ce determinăm diametrul, calculăm, conform tabelii XIV.1 și formulelor (XIV.21) și (XIV.23), datele principale ale miezului:

Lățimea primei tole $y_1 = 0,421 d = 0,421 \cdot 101 = 43 \text{ mm}$

Lățimea tolei a doua $y_2 = 0,707 d = 0,707 \cdot 101 = 71 \text{ mm}$

Lățimea tolei a treia $y_3 = 0,907 d = 0,907 \cdot 101 = 92 \text{ mm}$

Lățimea tolei jugului $y_4 = 0,735 d = 0,735 \cdot 101 = 74 \text{ mm}$

Secțiunea netă a materialului magnetic al miezului:

$$q_c = 0,667 d^2 k_m = 0,667 \cdot 10,1^2 \cdot 0,92 = 62,5 \text{ cm}^2$$

Lățimea ferestrei miezului $b = 0,9 d = 0,9 \cdot 101 = 91 \text{ mm}$

Înălțimea ferestrei miezului $h = 2,5 b = 2,5 \cdot 91 = 228 \text{ mm}$

2. Deoarece transformatorul funcționează în clasă B, iar jumătățile înfășurării lui primare funcționează alternativ, în conformitate cu cele expuse în § XV.7, calculul transformatorului se va executa raportând schema în contratimp la o jumătate a înfășurării primare a transformatorului. Amplitudinea componentei alternative a tensiunii anodice a etajului U_m , este de 6000 V; neglijând căderea de tensiune în rezistența înfășurării primare (din cauza randamentului ridicat al transformatorului), vom găsi că numărul spirelor dintr-o jumătate a înfășurării primare nu trebuie să fie mai mic decât:

$$W_{1p} = \frac{U_m \cdot 10^8}{B_{ml} w_t q_c} = \frac{6000 \cdot 10^8}{11000 \cdot 628 \cdot 62,5} = 1390 \text{ spire.}$$

3. Se determină parametrii electrici principali ai etajului și al transformatorului. Rezistența de sarcină din înfășurarea secundară a transformatorului este:

$$R_2 = \frac{U_2^2}{P} = \frac{960^2}{10^4} = 92,2 \Omega$$

Rezistența sarcinii anodice, raportată la un braț al schemei în contratimp, se va determina din expresia:

$$R_{ap} = \frac{U_{m1}^2}{2P} = \frac{6000^2}{2 \cdot 10^4} = 1800 \Omega$$

Raportul de transformare, între o jumătate a înfășurării primare și întreaga înfășurare secundară, va fi:

$$n_p = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_{ap}}} = \sqrt{\frac{92,2}{0,975 \cdot 1800}} = 0,229.$$

De aici, numărul spirelor înfășurării secundare este:

$$w_2 = w_{1p} \cdot n_p = 1390 \cdot 0,229 = 318 \text{ spire}$$

Rezistența întregii înfășurări primare, raportată la o jumătate a ei, va fi:

$$r_1 = 0,293 R_{ap} (1 - \eta) = 0,293 \cdot 1800 \cdot (1 - 0,975) = 13,2 \Omega,$$

Deoarece rezistența jumătăților înfășurării legate în derivație este egală cu 13,2 Ω rezistența unei jumătăți va fi de două ori mai mare:

$$r_{1p} = 2 \cdot r_1 = 13,2 \cdot 2 = 26,4 \Omega$$

Rezistența înfășurării secundare se poate determina prin rezistența de sarcină și randamentul transformatorului:

$$r_2 = 0,414 R_2 \frac{1 - \eta}{\eta} = 0,414 \cdot 92,2 \frac{1 - 0,975}{0,975} = 0,98 \Omega$$

Pentru micșorarea inducției de scăpări a transformatorului, fiecare jumătate a înfășurării primare trebuie să aibă un coeficient de cuplaj, cu întreaga înfășurare secundară, ridicat. Pentru aceasta, pe ambele brațe ale miezului se așează câte o bobină a înfășurării secundare, fiecare lucrând sub întreaga tensiune de ieșire și aceste bobine se leagă în paralel. Rezistența fiecărei jumătăți din înfășurarea secundară trebuie să fie de două ori mai mare, adică:

$$r_{2p} = 2 r_2 = 2 \cdot 0,98 = 1,96 \Omega$$

Rezistența generatorului pentru frecvențele inferioare o vom găsi, de asemenea, raportând-o la o jumătate a înfășurării primare. Cunoscând că impedanța tubului pentru alternanța de lucru este egală cu 7000 Ω și neglijând rezistența înfășurărilor (din cauza valorii ei reduse) rezultă:

$$R_{gip} = \frac{R \cdot R_{ap}}{R + R_{ap}} = \frac{7000 \cdot 1800}{7000 + 1800} = 1430 \Omega$$

Deci, inductanța minimă admisibilă a jumătății înfășurării primare va fi:

$$L_{1p} = \frac{R_{gip}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{1430}{628 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 6,5 \text{ H}$$

Iar inductanța de scăpări maximă admisibilă, între jumătatea înfășurării primare și întreaga înfășurare secundară, va fi:

$$L_{sp} = \frac{(R + R_{ap}) \sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s} = \frac{(7000 + 1800) \sqrt{1,06^2 - 1}}{31400} = 0,098 \text{ H}$$

Lungimea liniei de forță magnetică medie a miezului de tipul ates, cu acțiune uniformă în lungul circuitului magnetic, se determină din expresia:

$$l_{med} = 2h + 2b + \pi \frac{y_3 + y_4}{2} = 2 \cdot 228 + 2 \cdot 92 + 3,14 \frac{92 + 74}{2} = 900 \text{ mm} = 90 \text{ cm}$$

4. Să trecem la determinarea diametrului conductorului înfășurărilor. Pentru aceasta vom determina mai întâi valoarea aproximativă a lungimii spirei medii a înfășurărilor transformatorului, cu secțiunea miezului în trepte, după expresia:

$$l_{Ca} = 3,4(d + 0,35b) = 3,4(101 + 0,35 \cdot 91) = 417 \text{ mm}$$

Lungimea totală a conductorului unei bobine a înfășurării primare este :

$$l_1 = I_{Cu} w_{1p} = 417 \cdot 1390 = 580\,000 \text{ mm} = 580 \text{ m}$$

iar lungimea totală a conductorului unei bobine a înfășurării secundare :

$$l_2 = I_{Cu} w_{2p} = 417 \cdot 318 = 133\,000 \text{ mm} = 133 \text{ m}$$

Presupunând temperatura de lucru a transformatorului de circa 40°C , calculăm diametrul conductorului înfășurărilor :

$$d_1 = 0,15 \sqrt{\frac{1 + 0,004(t^\circ - 20)l_1}{r_1}} = 0,15 \sqrt{\frac{1 + 0,004(40 - 20) \cdot 580}{26,4}} = 0,73 \text{ mm};$$

$$d_2 = 0,15 \sqrt{\frac{1 + 0,004(t^\circ - 20)l_2}{r_2}} = 0,15 \sqrt{\frac{1 + 0,004(40 - 20) \cdot 133}{1,96}} = 1,28 \text{ mm}.$$

Cercetând tabela XVIII.4 găsim că cei mai apropiați diametri standardizați sunt 0,74 și 1,25 mm. În cazul unei izolații duble de bumbac, diametrii conductorilor izolați sunt :

$$d_{1iz} = 0,94 \text{ mm}; d_{2iz} = 1,5 \text{ mm}$$

5. Să determinăm inductanța de scăpări pe care o va avea transformatorul calculat. Pentru aceasta, trebuie să se determine locul ocupat de înfășurări în fereastra miezului. În conformitate cu tabela XV.1, pentru tensiunea anodică de 7000 V se ia grosimea pereților laterali ai carcasci de înaltă tensiune de 10 mm, distanța lor maximă de carcasă de 16 mm, grosimea pereților intermediari de 4 mm, distanța dintre înfășurarea secundară și tubul carcasci înfășurării primare de 6 mm; micșorăm grosimea carcasci înfășurării primare până la 5 mm, deoarece luăm un cilindru de hârtie bachelizată, care posedă o înaltă rigiditate dielectrică. Înălțimea înfășurării secundare trebuie să fie aproximativ egală cu înălțimea înfășurării primare, pentru a obține o inductanță de scăpări scăzută; de aici :

$$h_{2i} = 228 - 2(16 + 10) = 176 \text{ mm}$$

Numărul spirelor dintr'un strat al înfășurării secundare va fi :

$$w_{2si} = \frac{h_{2i}}{d_{2iz}} = \frac{176}{1,5} = 117 \text{ spire}.$$

Numărul straturilor înfășurării secundare dintr'o bobină va fi :

$$c_{2p} = \frac{w_{2p}}{w_{2si}} = \frac{318}{117} = 2,72 \approx 3 \text{ straturi}.$$

Grosimea totală a înfășurării secundare dintr'o bobină, când între straturi se așează preșpan de 0,3 mm, va fi :

$$A_{2p} = d_{2iz} \cdot c_{2p} + \delta_{g2}(c_{2p} - 1) = 1,5 \cdot 3 + 0,3(3 - 1) = 5,1 \text{ mm}.$$

Presupunând că grosimea totală a pereților intermediari ai carcasci

înfășurării primare este de aproximativ 30 mm, găsim că înălțimea liberă pentru înfășurarea primară este:

$$h_{1f} = 2.8 - (2 \cdot 16 + 10) - 30 = 146 \text{ mm.}$$

Numărul de spire dintr'un strat al înfășurării primare:

$$w_{1st} = \frac{h_{1f}}{d_{1is}} = \frac{146}{0.94} = 155 \text{ spire.}$$

Numărul straturilor înfășurării primare dintr'o bobină:

$$c_{1p} = \frac{w_{1p}}{w_{1st}} = \frac{1390}{155} = 9 \text{ straturi.}$$

Grosimea totală a înfășurării primare, folosind straturi izolante de 0,2 mm între straturile înfășurării și preșpan de 0,5 mm înaintea stratului superior, va fi de:

$$A_{1p} = 0.94 \cdot 9 + 0.2 \cdot 7 + 0.5 \cdot 1 = 10.35 \text{ mm.}$$

Inductanța de scăpări între jumătatea înfășurării primare și întreaga înfășurare secundară, când se leagă în paralel bobinele înfășurări secundare, se determină după formula obișnuită. Valoarea coeficientului k este 0,8, conform tabelul XV.4. Înălțimea h , ocupată de înfășurări în fereastră miezului, o luăm egală cu înălțimea liberă pentru înfășurarea secundară. În cazul de față distanța totală între înfășurări, la o așezare nealternantă a înfășurărilor, este egală cu suma dintre distanța dintre înfășurări și grosimea carcsei înfășurării primare, adică 11 mm. În acest caz, inductanța de scăpări a jumătății înfășurării primare, este:

$$\begin{aligned} L_{sp} &= \frac{0.4 \pi k l C_m w_{1p}^2}{10^8 h} \left(3 + \frac{A_{1p} + A_{2p}}{3} \right) = \\ &= \frac{0.4 \cdot 3.14 \cdot 0.8 \cdot 41.7 \cdot 1390^2}{10^8 \cdot 17.6} \left(1.1 + \frac{0.51 + 1.035}{3} \right) = 0.074 \text{ H.} \end{aligned}$$

Prin urmare, în cazul așezării nealternante a înfășurărilor transformatorului, inductanța de scăpări nu depășește valoarea admisibilă 0,098 H.

De aceea, adoptăm înfășurarea nealternantă. Înfășurarea primară care are un potențial ridicat în raport cu miezul transformatorului, pus la pământ, o așezăm la exterior, iar cea secundară în interior.

6. Să verificăm inductanța jumătății înfășurării primare a transformatorului calculat. Pentru aceasta trebuie să găsim permeabilitatea oțelului 34AA, folosit pentru miez, când tensiunea pe sarcină este minimă. Deoarece la tensiunea de ieșire maximă și la frecvența inferioară, inducția în miez este egală cu 11 000 gauss, când tensiunea de sarcină va fi de 100 de ori mai mică, inducția va fi de 110 gauss. La această inducție, permeabilitatea oțelului 34AA, după cum se vede din figura XI.4, este aproximativ egală cu 1200 gauss/oersted, iar inductanța jumătății înfășurării primare este:

$$L_{1p} = \frac{0.4 \pi \mu \sim q_c w_{1p}^2}{10^8 l_{med}} = \frac{0.4 \cdot 3.14 \cdot 1200 \cdot 62.5 \cdot 1390^2}{10^8 \cdot 90} \approx 20 \text{ H}$$

adică este mult mai mare decât valoarea necesară. La această inductanță, distorsiunile de frecvență produse de transformator la frecvența de lucru inferioară, vor fi:

$$M_i = \sqrt{1 + \left[\frac{R_{giP}}{\omega_i L_{1P}} \right]^2} = \sqrt{1 + \left[\frac{1430}{628 \cdot 20} \right]^2} = 1,0065,$$

adică practic vor lipsi. Deaceia, numărul de spire găsit pentru înfășurarea primară, în funcție de inducția maximă admisibilă, este mai mult decât suficient, pentru a satisface condițiile impuse caracteristicii de frecvență. Această situație este normală, deoarece puterea transformatorului este mai mare decât cea critică.

7. Să verificăm dacă înfășurările încep în fereastra miezului transformatorului. Deoarece lățimea tolei a treia a miezului este de 92 mm iar diametrul interior al tubului înfășurării secundare este de 103 mm, rămâne un joc de 5,5 mm între miez și tub de fiecare parte, care trebuie să fie luat în considerare la calculul așezării înfășurărilor. Grosimea totală ocupată de înfășurări, pe un braț al transformatorului, va fi constituită din jocul dintre tubul înfășurării secundare și miez, grosimea tubului, grosimea înfășurării secundare, jocul dintre această înfășurare și tubul carcasei înfășurării primare și din grosimea înfășurării primare:

$$A_{ip} = 5,5 + 3 + 5,1 + 6 + 5 + 10,35 \approx 35 \text{ mm}$$

Jocul dintre suprafețele exterioare ale bobinelor înfășurării primare este:

$$\delta' = b - 2A_{ip} = 91 - 2 \cdot 35 = 21 \text{ mm}$$

ceea ce este suficient la tensiunea anodică a etajului de 7000 V și la izolația în ulei a transformatorului. Prin urmare înfășurările încep pe transformator deci dimensiunile miezului sunt corect alese.

8. Să determinăm factorul de nelinearitate al transformatorului, la frecvența de lucru inferioară și la puterea de leșire totală. Conform curbelor din fig. XVIII.2, permeabilitatea oțelului $\approx 4 \text{ AA}$, la inducția de 11 000 gauss și în lipsa unei magnetizări de curent continuu, este de 1 700 gauss/oersted. Se poate calcula cu ușurință că în aceste condiții, inductanța jumătății înfășurării primare este 28,5 H. Factorul de nelinearitate al transformatorului, în lipsa magnetizării continue, se poate considera echivalent factorului de nelinearitate, dat de armonica a treia. Pentru inducția de 11 000 gauss și oțelul $\approx 4 \text{ AA}$ găsim după curbele din fig. XVIII.7) coeficientul armonice a treia a curentului, când lipsește magnetizarea continuă, egal cu 0,35. Deaceia, coeficientul de nelinearitate al transformatorului va fi:

$$k_f \approx k_{f3} = k_3 \frac{R_{giP}}{\omega_i L_{1P}} = 0,35 \frac{1430}{628 \cdot 28,5} = 0,028 = 2,8\%$$

ceea ce este practic egal cu procentajul admisibil de 3% (conform condițiilor tehnice). Prin urmare, inducția maximă în miez a fost corect aleasă.

9. Să determinăm rezistența înfășurărilor, plecând de la valoarea exactă a lungimii spreia medii a înfășurărilor primare și secundare:

$$l_{Cu2} = 3,14(103 + 2 \cdot 3 + 5,1) = 359 \text{ mm} = 0,359 \text{ m};$$

$$l_{Cu1} = 3,14(103 + 2 \cdot 3 + 2 \cdot 5,1 + 2 \cdot 6 + 2,5 + 10,35) = 476 \text{ mm} = 0,476 \text{ m},$$

Lungimea totală a conductorului dintr-o bobină a transformatorului este :

$$l_{1p} = I_{Cu1} w_{1p} = 0,476 \cdot 1390 = 661 \text{ m} = 0,661 \text{ km};$$

$$l_{2p} = I_{Cu2} w_{2p} = 0,359 \cdot 318 = 114 \text{ m} = 0,114 \text{ km},$$

Luând din tabela XVIII.4 rezistența unui km din conductorul ales pentru înfășurarea primară și cea secundară (0,74 mm și 1,25 mm) găsim rezistența jumătăților de înfășurare primară și secundară la 40°C :

$$r_{1p} = 40,64 \cdot 0,661 [1 + 0,004(40 - 20)] = 29 \Omega.$$

$$r_{2p} = 14,25 \cdot 0,114 [1 + 0,004(40 - 20)] = 1,75 \Omega.$$

Rezistența înfășurării primare s'a obținut cu 10% mai mare, iar a celei secundare cu 12% mai mică, decât valorile aflate prin calcul electric (26,4 Ω și 1,96 Ω) ; deaceia, rezistența totală a ambelor înfășurări rămâne aproape neschimbată, ca și randamentul transformatorului. Prin urmare, nu trebuie să se modifice diametrii găsiți pentru conductori. Cu toleranță se pot lua pentru înfășurarea primară conductorii 0,69 și 0,8 mm iar pentru cea secundară, 1,2 și 1,35 mm.

10. Să găsim numărul secțiilor înfășurării primare, necesar pentru obținerea unei rigidități dielectrice suficiente :

$$s = \frac{10 U_0}{450 c_1} = \frac{10 U_0}{450 \cdot 2 c_{1p}} = \frac{10 \cdot 7000}{450 \cdot 2 \cdot 9} = 8,6 \approx 8 \text{ secții};$$

prin urmare, numărul pereților intermediari va fi de 7 iar lățimea unei secții :

$$\frac{176 - 7 \cdot 4}{8} = 18,5 \text{ mm}.$$

În cazul abaterilor maxime adoptate, înfășurările vor încăpea pe transformator, deoarece înfășurarea secundară va avea tot trei straturi și prin urmare practic aceeași grosime. Numărul straturilor înfășurării primare va crește până la 10, iar înălțimea ei până la 12 mm. Aceasta va micșora jocul între bobinele înfășurării primare până la 18 mm, ceea ce este cu totul suficient în cazul de față. Stratul superior al înfășurării primare a secției din margine, al cărei capăt se leagă la anodul tubului, trebuie să se bobineze distanțat, pentru a evita străpungerea între splete.

Secțiunea înfășurărilor transformatorului calculat este reprezentată în fig. XVIII.1. Într-o înfășurare nu există ecran, deoarece, conform condițiilor de funcționare a transformatorilor, nu este necesar.

11. Să determinăm dacă înfășurarea primară a transformatorului nu se va supraîncălzi. Înfășurarea secundară a transformatorului funcționează în condiții mai ușoare, deoarece curentul ei nu are componentă continuă. Deaceia, vom verifica la încălzire numai înfășurarea primară, calculând puterea disipată în ea și suprafața de răcire a înfășurării. În cazul unui semnal sinusoidal la intrarea etajului final și la puterea de ieșire totală, valoarea eficace a curentului înfășurării primare va fi :

$$I_1 = \frac{I_{m1}}{2} = \frac{3,4}{2} = 1,7 \text{ A}.$$

Puterea disipată într-o bobină a înfășurării primare este :

$$\Delta P_{1p} = I_1^2 r_{1p} = 1,7^2 \cdot 29 = 84 \text{ W}.$$

Vom considera drept suprafață de răcire a înfășurării primare suprafața ei exterioară deoarece tubul înfășurării primare îngreunează degajarea de căldură spre stratul de ulei, dintre înfășurări. În afară de aceasta, uleiul din acest strat este încălzit și de înfășurarea secundară. Determinăm suprafața exterioară a unei bobine a înfășurării primare, ca fiind produsul dintre înălțimea înfășurării și lungimea spirei superioare.

$$S_{răcire} = S_{ext} = h l_{ext} = h \pi d_{ext} = 17,6 \cdot 3,14 \cdot 162 = 895 \text{ cm}^2,$$

deoarece diametrul exterior al bobinei înfășurării primare, în cazul conductorului de 0,74 mm, este de 162 mm. Astfel, pe 1 cm² din suprafața de răcire a înfășurării trebuie să fie degajată puterea:

$$\frac{\Delta P_{1p}}{S_{răcire}} = \frac{84}{895} = 0,094 \text{ W.}$$

ceea ce este complet admisibil în cazul răcirii prin ulei.

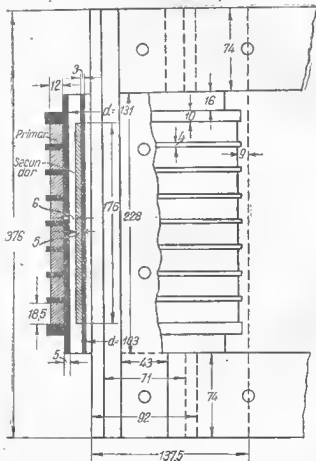


Fig. XVIII.1 Secțiune prin înfășurările transformatorului din exemplul 1

CURBELE DE VARIAȚIE A PERMEABILITĂȚII DINAMICE CU
INDUCȚIA ȘI MAGNETIZAREA CONTINUĂ ALE CELOR MAI
RĂSPANDITE MATERIALE MAGNETICE

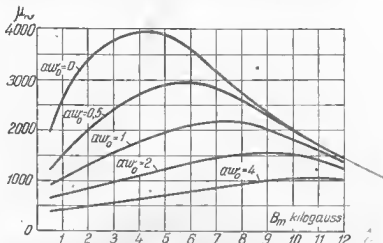


Fig. XVIII.2. Permeabilitatea dinamică în funcție de inducție și de magnetizarea continuă pentru oțelul 4AA de 0,35 ÷ 0,5 mm, recopt în uzină. După ștanțare, tolele nu au fost recoapte

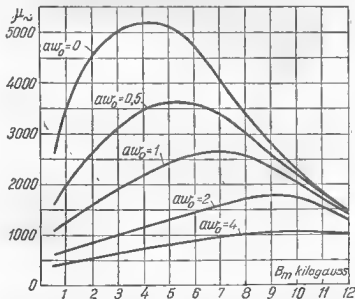


Fig. XVIII.3. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelul Bn de 0,35 ÷ 0,5 mm, recopt în uzină. După ștanțare, tolele au fost recoapte

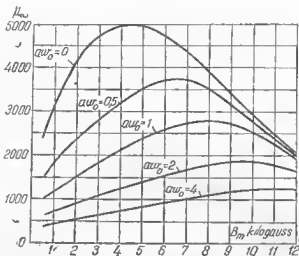


Fig. XVIII.4. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelul XB π de 0,35 ÷ 0,5 mm recopt în uzină. După ștanțare, tolele au fost recoapte

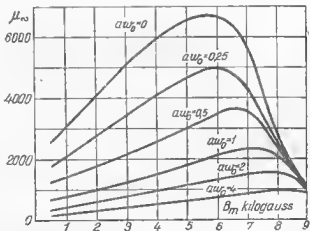


Fig. XVIII.5. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru permalloy 45%, recopt, de 0,2 mm grosime

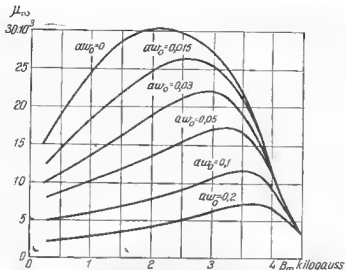


Fig. XVIII.6. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru permalloy 78⁰/₁₀, recuți, de 0,7 mm grosime

CURBELE DE VARIATIE A COEFICIENTILOR ARMONICELOR CURENTULUI CU INDUCȚIA ȘI MAGNETIZAREA CONTINUĂ ALE CELOR MAI RĂSPANDITE MATERIALE MAGNETICE

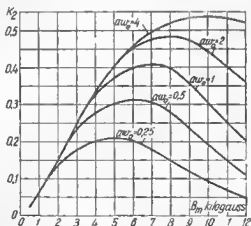


Fig. XVIII.7. Curbele medii ale coeficientului armonice al două a curentului, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelurile de transformator de calitățile 4AA, EE, XBII cu grosimea de 0,35÷0,5 mm. Oțelul a fost recuțit în uzină; totele după ștanțare nu au fost recoapte

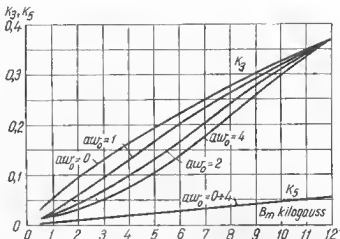


Fig. XVIII.8. Curbele medii ale coeficientului armonicei a treia și a cincea a curentului, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelurile de transformator de calitatele $\approx 4AA$, $B\pi$, $XB\pi$, cu grosimea de $0,35 \div 0,5$ mm. Oțelul a fost recoapt în uzină; după ștanțare tolele nu au fost recoapte

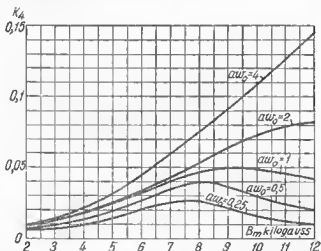


Fig. XVIII.9. Curbele medii ale coeficientului armonicei a patra a curentului, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelurile de transformator de calitatele $\approx 4AA$, $B\pi$, $XB\pi$, cu grosimea de $0,35 \div 0,5$ mm. Oțelul a fost recoapt în uzină; după ștanțare tolele nu au fost recoapte

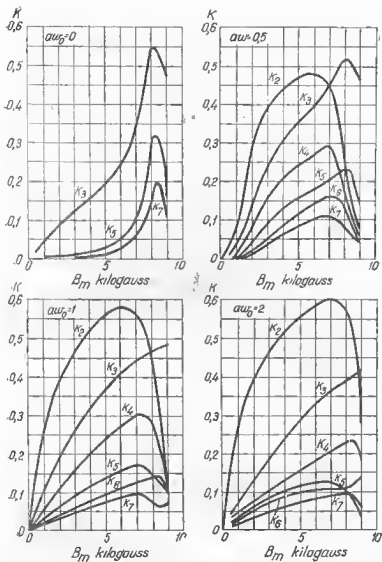


Fig. XVIII.10. Coeficienții armonicele curentului, în funcție de componenta alternativă a inducției și de magnetizarea continuă, pentru permalloy 45%, recopi

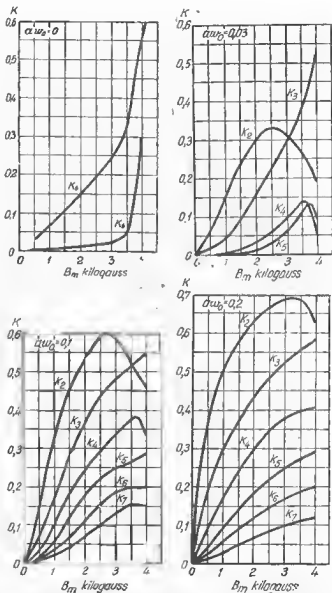


Fig. XVIII.11. Coeficienții armonice curenților, în funcție de componenta alternativă a inducției și de magnetizarea continuă, pentru permalloy 78 %/Co, recept

**CURBELE DE MAGNETIZARE INTR'UN CAMP MAGNETIC CONTINUU,
PENTRU CELE MAI RASPANDITE CALITĂȚI DE OȚELURI DE
TRANSFORMATOR**

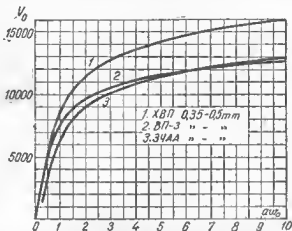


Fig. XVIII.12. Curbele medii de magnetizare ale diferitelor calități de oțeluri de transformator, într'un câmp magnetic continuu. Oțelul recopt în uzină; tolele după recoacere nu au fost recoapte

**CURBELE DE VARIATIE A FACTORULUI DE CALITATE, CU INDUCȚIA
ȘI FRECVENȚĂ, PENTRU CELE MAI RASPANDITE MATERIALE
MAGNETICE**

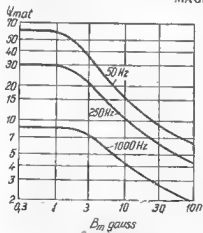


Fig. XVIII.13. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru oțelul 34AA de 0,5 mm care nu a fost recopt după ștanțare

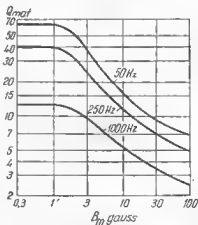


Fig. XVIII.14. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru oțelul 34AA de 0,35 mm, nerecopt după ștanțare

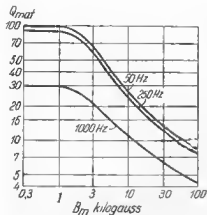


Fig. XVIII.15. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru oțelul B4 de 0,2 mm, nerecopt după ștanțare

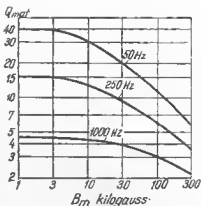


Fig. XVIII.16. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru permalloy 45%, cu grosimea de 0,35 mm, recopt după ștanțare

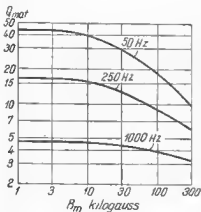


Fig. XVIII.17. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru permalloy 78%, cu grosimea de 0,1 mm, recopt după ștanțare

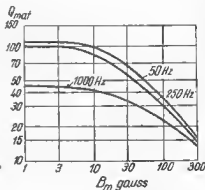


Fig. XVIII.18. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru permalloy 45%, cu grosimea de 0,1 mm, recopt după ștanțare

Tabela XVIII.1.

Prețurile de en gros pentru permalloy (în ruble pe kg, B. 20).

Grosimea tolei sau a benzii in mm	Permalloy cu 45 - 80 % nichel			Permalloy cu molibden		
	C a t e g o r i a					
	1	2	3	1	2	3
0,15 . 0,25	98	85	81	126	110	105
0,3 . 0,4	90	78	74	116	101	96
0,5 . 0,6	82	75	73	99	90	87

Observație. Categoriile 1, 2, 3 diferă prin proprietățile magnetice.

Tabela XVIII.2.

Prețurile de en gros pentru oțelurile de transformator (B. 20)

Marca oțelului și grosimea tolei sau a benzii	Prețul în ruble/tonă
94A 0,5 mm	1890
94AA 0,5 mm	2210
94A 0,42 mm	2030
94AA 0,42 mm	2420
94A 0,35 mm	2250
94AA 0,35 mm	2560
94A 0,3 mm	2350
94AA 0,3 mm	2660
BII-1 0,35 mm	2700
BII-2 0,35 mm	2860
BII-3 0,35 mm	3010
B4-1 0,2 mm	5850
B4-2 0,2 mm	5850
B4-1 0,1 mm	8400
B4-2 0,1 mm	8400
TII-1 0,2 mm	5850
TII-2 0,2 mm	5850
TII-1 0,1 mm	8400
TII-2 0,1 mm	8400
XBII 0,35 mm recopt, tratat cu acid	3160
XBII 0,25 mm recopt, tratat cu acid	4080
XBII 0,35 mm nerecopt, netratat	2240
XBII 0,25 mm nerecopt, netratat	2910

Prețurile de en gros pentru conductorii de înfășurări (în ruble/kg, B 21)

Diametrul conducto- rului fără izolație mm	MARCA CONDUCTORULUI								
	пел-1	пел-2	пэво, пэлво	пэвд, пэлвд	пэш, пэлш	пво	пвд	пшо	пшд
0,03	660	600	—	—	1410	—	—	1339	1646
0,04	210	180	—	—	866	—	—	816	1123
0,05	126	107	—	—	678	—	—	620	894
0,06	88	75	—	—	532	—	—	485	730
0,07	67	58	—	—	450	—	—	412	600
0,08	57	49	—	—	384	—	—	345	510
0,09	49	42	—	—	325	—	—	290	440
0,10	42	35,5	—	—	272	—	—	252	385
0,11	37	31,5	—	—	242	—	—	225	341
0,12	34	28,2	—	—	216	—	—	198,5	307
0,13	30,4	25,8	—	—	194	—	—	181	279
0,14	28,4	24,1	—	—	177	—	—	166	256
0,15	26,6	22,5	—	—	163	—	—	152	237
0,16	24,8	21	—	—	151	—	—	142	221
0,17	23	19,5	—	—	140	—	—	133	208
0,18	21,5	18,2	—	—	131	—	—	124	197
0,19	20,3	17,2	—	—	124	—	—	117	188
0,20	19,3	16,4	37	—	118	28,35	49,7	112	181
0,21	18,4	15,6	34	—	113	26,5	46,4	107	174
0,23	17	14,4	30,3	—	104	24,2	41,6	98	162
0,25	15,9	13,5	28,1	—	96	22	37,3	91	151
0,27	15,3	13	26,2	—	90	20,7	34,2	85	141
0,29	14,9	12,6	24,7	—	85	19,3	31,8	80	131
0,31	14,5	12,3	23,6	—	81	18,5	29,7	76	122
0,33	14,25	12,1	22,7	—	77	17,8	27,7	72	115
0,35	14,06	11,9	22	—	73	17,4	26,2	68	108
0,38	13,8	11,7	21,1	—	67	16,8	24,2	62	100
0,41	13,55	11,5	20,3	—	62	16,3	22,7	58	93
0,44	13,3	11,3	19,6	—	58	15,8	21,5	54,4	87,1
0,47	13,05	11,9	19	—	54	15,4	20,3	51	82
0,49	12,9	10,98	18,6	—	52	15,15	19,7	49,2	79,3
0,51	12,75	10,86	18,2	—	50	14,9	19,2	47,4	76,7
0,55	12,55	10,65	17,4	—	46,6	14,5	18,4	44,1	71,8
0,59	12,4	10,45	16,8	—	43,8	14,1	17,7	41,4	67,5

Diametrul conducto- rului fără izolație mm	MARCA CONDUCTORULUI								
	ПЭЛ-1	ПЭЛ-2	ПЭБО, ПЭБГО	ПЭВЛ, ПЭВБЛ	ПЭШО, ПЭШГО	ПБГО	ПБЛ	ПШО	ПШЛ
0,64	12,15	10,25	16,2	—	40,9	13,6	16,9	38,5	62,8
0,69	11,9	10,1	15,55	—	38,5	13,2	16,15	35,8	58,6
0,74	11,65	9,95	15	—	36,6	12,9	15,6	33,7	55
0,80	11,45	9,8	14,4	—	34,5	12,6	15	31,8	51,4
0,86	11,25	9,65	13,9	—	32,8	12,3	14,4	30	48,3
0,93	11,07	9,48	13,4	—	31,1	11,95	13,9	28,4	45,5
1,00	10,88	9,33	13	15	29,8	11,65	13,4	27	43,1
1,08	10,69	9,17	12,6	14,2	28,4	11,35	12,8	25,6	40,8
1,16	10,5	9,03	12,2	13,7	27	11,05	12,4	24,3	38,8
1,20	10,41	8,96	12	13,45	26,4	10,9	12,2	23,7	37,8
1,25	10,32	8,89	11,8	13,2	25,7	10,75	12,	23	36,6
1,35	10,13	8,76	11,45	12,7	24,4	10,45	11,65	21,7	34,5
1,45	9,94	8,65	11,15	12,3	23,3	10,2	11,35	20,7	32,8
1,56	9,75	8,54	10,85	11,9	—	10	11,05	20	31,7
1,68	9,56	8,44	10,55	11,5	—	9,8	10,75	—	—
1,81	9,38	8,35	10,25	11,1	—	9,6	10,45	—	—
1,95	9,19	8,25	9,95	10,7	—	9,4	10,15	—	—
2,02	9,09	8,2	9,8	10,55	—	9,3	10	—	—
2,10	—	—	—	—	—	9,2	9,85	—	—
2,26	—	—	—	—	—	—	9,57	—	—
2,44	—	—	—	—	—	—	9,35	—	—
2,63	—	—	—	—	—	—	9,15	—	—
2,83	—	—	—	—	—	—	9	—	—
3,05	—	—	—	—	—	—	8,88	—	—
3,28	—	—	—	—	—	—	8,78	—	—
3,53	—	—	—	—	—	—	8,68	—	—
3,8	—	—	—	—	—	—	8,57	—	—
4,1	—	—	—	—	—	—	8,45	—	—
4,5	—	—	—	—	—	—	8,3	—	—
4,8	—	—	—	—	—	—	8,2	—	—
5,2	—	—	—	—	—	—	8,1	—	—

Notațiile conductorilor

ПЭЛ.1	—	sârmă	cu email stabil la lac de calitate superioară.
ПЭЛ.2	—	" " " " " " " "	normală.
ПЭВО	—	" " "	izolată cu un strat de bumbac.
ПЭЛВО	—	" " "	stabil la lac, izolată cu un strat de bumbac.
ПЭВД	—	" " "	izolată cu două straturi de bumbac.
ПЭЛВД	—	" " "	stabil la lac, izolată cu două straturi de bumbac.
ПЭШО	—	" " "	izolată cu un strat de mătase.
ПЭЛШО	—	" " "	stabil la lac, izolată cu un strat de mătase.
ПВО	—	"	izolată cu un strat de bumbac.
ПВД	—	" "	două straturi de bumbac.
ПШО	—	" "	un strat de mătase.
ПШД	—	" "	două straturi de mătase.

Tabela XVIII.4

Datele conductorilor de înfășurări, după normele E-2n6, E-2n3,

Sărmă neizolată			Sărmă izolată					
Diametrul conductorului fără izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor fără izolație, în kg	Rezistența 1 km de conductor, în Ω , la 20 °C	n3		n110		nemo	
			Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
0,03	0,0063	24620	—	—	—	—	—	—
0,04	0,0120	13870	—	—	—	—	—	—
0,05	0,0175	8920	0,06	0,018	0,10	0,024	0,110	0,026
0,06	0,0252	6180	0,07	0,026	0,11	0,032	0,120	0,034
0,07	0,0343	4540	0,08	0,035	0,12	0,042	0,130	0,045
0,08	0,0448	3480	0,09	0,046	0,13	0,054	0,140	0,057
0,09	0,0567	2750	0,10	0,058	0,14	0,067	0,150	0,070
0,10	0,070	2230	0,115	0,073	0,15	0,083	0,165	0,089
0,11	0,085	1840	0,125	0,088	0,16	0,100	0,175	0,105
0,12	0,101	1546	0,135	0,104	0,17	0,117	0,185	0,123
0,13	0,118	1317	0,145	0,121	0,18	0,135	0,195	0,141
0,14	0,137	1136	0,155	0,140	0,19	0,155	0,205	0,161
0,15	0,158	989	0,165	0,161	0,20	0,177	0,215	0,184
0,16	0,179	869	0,175	0,183	0,21	0,199	0,225	0,206
0,17	0,202	770	0,185	0,206	0,22	0,223	0,235	0,230
0,18	0,227	687	0,195	0,231	0,23	0,249	0,245	0,256
0,19	0,253	617	0,205	0,258	0,24	0,276	0,255	0,284
0,20	0,280	556	0,215	0,285	0,26	0,304	0,280	0,312
0,21	0,309	505	0,23	0,316	0,27	0,334	0,290	0,346
0,23	0,370	421	0,25	0,378	0,29	0,397	0,310	0,410
0,25	0,437	356	0,27	0,445	0,31	0,466	0,330	0,480
0,27	0,510	305	0,295	0,521	0,33	0,541	0,355	0,560
0,29	0,589	265	0,315	0,601	0,35	0,622	0,375	0,641

E-2П10, E-2П12, E-2П14, E-П16, E-2П18 și altă documentare.

S a r m ă I z o l a t ă

ПЕО		ПЭО		ПЩД		ПВД	
Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	0,15	0,033	—	—
—	—	—	—	0,16	0,041	—	—
—	—	—	—	0,17	0,052	—	—
—	—	—	—	0,18	0,065	—	—
—	—	—	—	0,19	0,078	—	—
0,19	0,092	0,205	0,099	0,20	0,103	—	—
0,20	0,109	0,215	0,115	0,21	0,120	—	—
0,21	0,127	0,225	0,134	0,22	0,138	—	—
0,22	0,146	0,235	0,153	0,23	0,157	—	—
0,23	0,167	0,245	0,173	0,24	0,178	—	—
0,24	0,188	0,255	0,198	0,25	0,201	—	—
0,25	0,211	0,265	0,220	0,26	0,224	—	—
0,26	0,235	0,275	0,244	0,27	0,249	—	—
0,27	0,262	0,285	0,271	0,28	0,276	—	—
0,28	0,289	0,295	0,299	0,29	0,304	—	—
0,29	0,318	0,310	0,328	0,32	0,333	0,37	0,356
0,30	0,349	0,320	0,361	0,33	0,364	0,38	0,389
0,32	0,413	0,340	0,427	0,35	0,429	0,40	0,456
0,34	0,483	0,360	0,498	0,37	0,501	0,42	0,529
0,38	0,572	0,405	0,593	0,39	0,578	0,47	0,634
0,40	0,654	0,425	0,676	0,41	0,661	0,49	0,719

Sărmă neizolată			Sărmă izolată					
Diametrul conductorului fără izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor fără izolație, în kg	Rezistența 1 km de conductor, în Ω , la 20 °C	ПЭ		ПШО		ПШО	
			Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
0,31	0,673	232	0,34	0,688	0,37	0,709	0,400	0,733
0,33	0,762	204	0,36	0,778	0,39	0,800	0,420	0,826
0,35	0,857	182	0,38	0,874	0,41	0,897	0,440	0,924
0,38	1,01	154	0,41	1,03	0,44	1,054	0,470	1,084
0,41	1,18	132,4	0,44	1,20	0,47	1,223	0,505	1,262
0,44	1,36	115,0	0,475	1,38	0,50	1,404	0,535	1,445
0,47	1,55	100,8	0,505	1,57	0,53	1,598	0,565	1,640
0,49	1,68	92,7	0,525	1,71	0,55	1,735	0,585	1,780
0,51	1,82	85,6	0,545	1,85	0,57	1,877	0,610	1,929
0,55	2,12	73,6	0,59	2,15	0,61	2,178	0,650	2,228
0,59	2,44	63,9	0,63	2,47	0,65	2,502	0,690	2,561
0,64	2,88	54,3	0,68	2,91	0,70	2,947	0,740	3,012
0,69	3,33	46,7	0,73	3,42	0,75	3,458	0,790	3,528
0,74	3,83	40,64	0,79	3,89	—	—	0,850	4,006
0,80	4,48	34,77	0,85	4,49	—	—	0,910	4,618
0,86	5,18	30,09	0,91	5,24	—	—	0,970	5,379
0,93	6,05	25,73	0,98	6,12	—	—	1,040	6,273
1,00	7,00	22,25	1,05	7,07	—	—	1,120	7,236
1,08	8,16	19,08	1,14	8,26	—	—	1,200	8,435
1,16	9,41	16,54	1,22	9,22	—	—	1,280	9,709
1,20	10,10	15,48	1,26	10,22	—	—	1,320	10,38
1,25	10,94	14,25	1,31	11,05	—	—	1,370	11,25
1,35	12,76	12,20	1,41	12,88	—	—	1,470	13,09
1,45	14,72	10,58	1,51	14,86	—	—	1,570	15,08
1,56	17,04	9,15	1,62	17,18	—	—	—	—

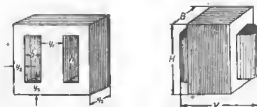
S a r m a i z o l a n t a

ПЭО		ПЭБО		ПШД		ПБД	
Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
0,42	0,743	0,450	0,769	0,43	0,749	0,51	0,816
0,44	0,836	0,470	0,863	0,45	0,842	0,53	0,910
0,46	0,934	0,490	0,963	0,47	0,942	0,55	1,011
0,49	1,094	0,520	1,126	0,50	1,102	0,58	1,177
0,52	1,266	0,555	1,307	0,53	1,274	0,61	1,355
0,55	1,450	0,585	1,493	0,56	1,458	0,64	1,545
0,58	1,646	0,615	1,691	0,59	1,655	0,67	1,746
0,60	1,785	0,635	1,826	0,61	1,795	0,69	1,895
0,62	1,929	0,66	1,983	0,63	1,939	0,71	2,03
0,66	2,234	0,70	2,292	0,67	2,245	0,75	2,34
0,70	2,560	0,74	2,623	0,71	2,572	0,79	2,67
0,75	3,010	0,79	3,078	0,76	3,023	0,84	3,13
0,80	3,475	0,84	3,549	0,81	3,539	0,89	3,60
0,85	3,985	0,90	4,082	—	—	0,94	4,12
0,91	4,593	0,96	4,698	—	—	1,00	4,74
0,97	5,855	1,02	5,465	—	—	1,06	5,51
1,04	6,256	1,09	6,365	—	—	1,13	6,41
1,125	7,227	1,18	7,335	—	—	1,25	7,38
1,205	8,412	1,26	8,575	—	—	1,33	8,68
1,285	9,674	1,34	9,850	—	—	1,41	9,96
1,325	10,35	1,38	10,53	—	—	1,45	10,66
1,375	11,22	1,43	11,41	—	—	1,50	11,53
1,475	13,06	1,53	13,26	—	—	1,60	13,40
1,575	15,04	1,63	15,26	—	—	1,70	15,40
1,685	17,38	1,74	17,62	—	—	1,81	17,76

Sărmă neizolată			Sărmă izolată					
Diametrul conductorului fără izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor fără izolație, în kg	Rezistența 1 km de conductor, în Ω, la 20 °C	ПЭ		ПШО		ПЭШО	
			Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
1,68	19,76	7,89	1,73	19,92	—	—	—	—
1,81	22,93	6,79	1,87	23,10	—	—	—	—
1,95	26,62	5,85	2,01	26,80	—	—	—	—
2,02	28,56	5,45	2,08	28,75	—	—	—	—
2,10	30,87	5,05	2,16	31,10	—	—	—	—
2,26	35,75	4,35	2,32	36,03	—	—	—	—
2,44	41,67	3,74	2,50	42,10 *	—	—	—	—
2,63	48,42	3,22	—	—	—	—	—	—
2,83	56,06	2,78	—	—	—	—	—	—
3,05	65,12	2,39	—	—	—	—	—	—
3,28	75,31	2,07	—	—	—	—	—	—
3,53	87,23	1,79	—	—	—	—	—	—
3,80	101,1	1,54	—	—	—	—	—	—
4,10	117,7	1,32	—	—	—	—	—	—
4,50	141,8	1,10	—	—	—	—	—	—
4,80	161,2	0,966	—	—	—	—	—	—
5,20	189,3	0,823	—	—	—	—	—	—

Tabela XVIII.4 (urmare)

S a r m a i z o r a f i							
ПБО		ПЭВО		ПШД		ПБА	
Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
1,805	20,13	1,86	20,39	—	—	1,93	20,25
1,935	23,34	1,99	23,61	—	—	2,06	23,77
2,075	27,05	2,13	27,34	—	—	2,20	27,52
2,145	29,01	2,20	29,31	—	—	2,27	29,49
2,225	31,47	2,28	31,70	—	—	2,35	31,93
2,420	36,40	—	—	—	—	2,56	36,90
2,600	42,37	—	—	—	—	2,74	42,93
2,790	49,17	—	—	—	—	2,93	49,79
2,990	56,86	—	—	—	—	3,13	57,54
3,21	65,98	—	—	—	—	3,35	66,73
3,44	76,24	—	—	—	—	3,58	77,05
3,69	88,22	—	—	—	—	3,83	89,12
3,96	102,2	—	—	—	—	4,10	103,1
4,26	118,7	—	—	—	—	4,40	119,9
4,66	142,9	—	—	—	—	4,80	144,3
4,96	162,7	—	—	—	—	5,10	164,3
5,36	109,9	—	—	—	—	5,50	192,8



1. Miezurile din tole ștanțate fără deșeurile

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-10×10	10	10	6,5	18	6,5	36	31	21
E-10×15	10	15	6,5	18	6,5	36	31	26
E-10×20	10	20	6,5	18	6,5	36	31	31
E-12×12	12	12	8	22	8	44	38	26
E-12×18	12	18	8	22	8	44	38	32
E-12×24	12	24	8	22	8	44	38	38
E-14×14	14	14	9	25	9	50	43	30
E-14×21	14	21	9	25	9	50	43	37
E-14×28	14	28	9	25	9	50	43	44
E-16×16	16	16	10	28	10	56	48	33
E-16×24	16	24	10	28	10	56	48	41
E-16×32	16	32	10	28	10	56	48	49
E-19×19	19	19	12	33,5	12	67	57,5	40
E-19×28	19	28	12	33,5	12	67	57,5	49
E-19×38	19	38	12	33,5	12	67	56,5	59
E-22×22	22	22	14	39	14	78	67	46

Constanta de construcție și alte date principale referitoare la miezurile și transformatorii asamblați din tole de diferite tipuri.

Notațiile din tabelă:

- q_c = secțiunea netă a materialului magnetic al miezului,
 l_{med} = lungimea liniei magnetice medii de forță din miez
 q_{Cu} = secțiunea netă a cuprului înfășurărilor transformatorului,
 l_{Cu} = lungimea spirei medii a înfășurărilor transformatorului.

Celelalte notații rezultă din figură.

Observație. Secțiunea netă a miezului și greutatea lui sunt calculate pentru coeficientul de umplere al miezului $k_m = 0,88$ și greutatea specifică a materialului miezului $\gamma_m = 8,0$; greutatea înfășurării transformatorului este calculată pentru greutatea specifică a cuprului de 8,9 și cu condiția ca greutatea izolației și a carcasei să constituie 10% din greutatea cuprului înfășurărilor.

cu jug tătit, pentru transformatorii de cost minim.

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv							
q_c cm ²	l_{med} cm	l_{Cu} cm	l_{Cu} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului în g
0,88	5,66	0,115	5,85	$2,2 \times 10^{-5}$	62	12	74
1,32	5,66	0,115	6,85	$2,8 \times 10^{-5}$	93	15	108
1,76	5,66	0,115	7,85	$3,2 \times 10^{-5}$	124	17	141
1,27	6,74	0,170	7,0	$3,3 \times 10^{-5}$	111	23	134
1,9	6,74	0,170	8,2	$4,2 \times 10^{-5}$	167	27	194
2,54	6,74	0,170	9,4	$4,9 \times 10^{-5}$	222	31	253
1,73	7,92	0,235	8,24	$4,5 \times 10^{-5}$	167	37	204
2,59	7,92	0,235	9,64	$5,7 \times 10^{-5}$	251	43	294
3,45	7,92	0,235	11,0	$6,7 \times 10^{-5}$	335	49	384
2,25	9,03	0,335	9,28	$6,4 \times 10^{-5}$	240	59	299
3,38	9,03	0,335	10,9	$8,2 \times 10^{-5}$	360	69	429
4,50	9,03	0,335	12,5	$9,5 \times 10^{-5}$	480	79	559
3,18	10,6	0,51	11,0	10×10^{-5}	407	107	514
4,68	10,6	0,51	12,8	$12,7 \times 10^{-5}$	610	125	735
6,35	10,6	0,51	14,8	15×10^{-5}	814	144	958
4,26	12,4	0,77	13,0	14×10^{-5}	641	189	830

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-22×33	22	33	14	39	14	78	67	57
E-22×44	22	44	14	39	14	78	67	68
E-26×26	26	26	17	47	17	94	81	56
E-26×39	26	39	17	47	17	94	81	69
E-26×52	26	52	17	47	17	94	81	82
E-30×30	30	30	19	53	19	106	91	64
E-30×45	30	45	19	53	19	106	91	79
E-30×60	30	60	19	53	19	106	91	94
E-35×35	35	35	22	61,5	22	123	105,5	75
E-35×52	35	52	22	61,5	22	123	105,5	92
E-35×70	35	70	22	61,5	22	123	105,5	110

2. Miezurile din tole, cu jug lătit, pentru

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-4×6	4	6	2,5	15	5	20	19	15
E-4×10	4	10	2,5	15	5	20	19	19
E-5×7,5	5	7,5	3	18	6	24	23	17,5
E-5×12,5	5	12,5	3	18	6	24	23	22,5
E-6×9	6	9	4	24	8	32	30	23
P-6×15	6	15	4	24	8	32	30	29
E-8×12	8	12	5	30	10	40	38	30
F-8×20	8	20	5	30	10	40	38	38

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv

q_c cm ²	l_{med} cm	l_{Cu} cm	l_{Ca} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
6,39	12,4	0,77	15,2	18×10^{-5}	960	220	1180
8,52	12,4	0,77	17,4	21×10^{-5}	1280	250	1530
5,95	14,7	1,24	15,4	22×10^{-5}	1100	360	1460
8,92	14,7	1,24	18,0	28×10^{-5}	1650	420	2070
11,9	14,7	1,24	20,6	33×10^{-5}	2200	480	2680
7,92	16,9	1,58	17,6	33×10^{-5}	1610	530	2140
11,9	16,9	1,58	20,6	38×10^{-5}	2410	620	3030
15,8	16,9	1,58	23,6	45×10^{-5}	3220	710	3930
10,8	19,8	2,18	20,4	42×10^{-5}	2540	840	3380
16,0	19,8	2,18	23,8	53×10^{-5}	3810	990	4800
21,6	19,8	2,18	27,4	62×10^{-5}	5080	1130	6210

transformatorii de greutate minimă

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv

q_c cm ²	l_{med} cm	q_{Cu} cm	l_{Ca} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
0,21	4,1	0,07	3,5	$0,7 \times 10^{-5}$	9,7	4,5	14
0,35	4,1	0,07	4,3	$0,95 \times 10^{-5}$	16,1	5,5	22
0,33	5,05	0,105	4,2	$1,2 \times 10^{-5}$	17,7	8,4	26
0,55	5,05	0,105	5,2	$1,6 \times 10^{-5}$	30	10	40
0,48	6,28	0,20	5,2	$2,1 \times 10^{-5}$	36	20	56
0,79	6,28	0,20	6,4	$2,8 \times 10^{-5}$	61	24	85
0,85	8,2	0,35	6,9	$3,7 \times 10^{-5}$	78	45	123
1,41	8,2	0,35	8,5	$5,1 \times 10^{-5}$	129	56	185

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-10×15	10	15	6	36	12	48	46	37
E-10×25	10	25	6	36	12	48	46	47
E-12×18	12	18	8	48	16	64	60	48
E-12×30	12	30	8	48	16	64	60	60

3. Tipuri intermediare

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-20×20	20	20	13	56	18	82	82	52
E-20×30	20	30	13	56	18	82	82	62
E-20×40	20	40	13	56	18	82	82	72
E-25×25	25	25	15	60	25	90	105	71
E-25×37	25	37	15	60	25	90	105	83
E-25×50	25	50	15	60	25	90	105	96

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv

$q_c \text{ cm}^2$	$l_{med} \text{ cm}$	$q_{Cu1} \text{ cm}^2$	$l_{Cu} \text{ cm}$	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
1,32	10,1	0,55	8,4	$6,1 \times 10^{-5}$	142	88	230
2,20	10,1	0,55	10,4	$8,3 \times 10^{-5}$	236	109	345
1,90	12,6	1,05	10,7	11×10^{-5}	292	214	506
3,17	12,6	1,05	13,1	15×10^{-5}	487	261	748

de miezuri

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv

$q_c \text{ cm}^2$	$l_{med} \text{ cm}$	$q_{Cu1} \text{ cm}^2$	$l_{Cu} \text{ cm}$	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
3,52	15,7	1,56	13,2	19×10^{-5}	660	390	1050
5,28	15,7	1,56	15,2	25×10^{-5}	990	450	1440
7,04	15,7	1,56	17,2	29×10^{-5}	1320	510	1830
5,50	19,0	2,44	17,2	29×10^{-5}	1130	800	1930
8,14	19,0	2,44	19,6	38×10^{-5}	1700	910	2610
11,0	19,0	2,44	22,2	46×10^{-5}	2270	1030	3300

4. Miezuri din tole ștanțate fără deșeuri

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-10×10	10	10	5	15	5	30	25	19
E-10×15	10	15	5	15	5	30	25	24
E-10×20	10	20	5	15	5	30	25	29
E-12×12	12	12	6	18	6	36	30	22
E-12×18	12	18	6	18	6	36	30	28
E-12×24	12	24	6	18	6	36	30	34
E-14×14	14	14	7	21	7	42	35	26
E-14×21	14	21	7	21	7	42	35	33
E-14×28	14	28	7	21	7	42	35	40
E-16×16	16	16	8	24	8	48	40	30
E-16×24	16	24	8	24	8	48	40	38
E-16×32	16	32	8	24	8	48	40	46
E-18×18	18	18	9	27	9	54	45	33
E-18×27	18	27	9	27	9	54	45	42
E-18×36	18	36	9	27	9	54	45	51
E-20×20	20	20	10	30	10	60	50	36
E-20×30	20	30	10	30	10	60	50	46
E-20×40	20	40	10	30	10	60	50	56
E-24×24	24	24	12	36	12	72	60	45
E-24×36	24	36	12	36	12	72	60	57
E-24×48	24	48	12	36	12	72	60	69
F-30×30	30	30	15	45	15	90	75	56
E-30×45	30	45	15	45	15	90	75	71
E-30×60	30	60	15	45	15	90	75	86
E-40×40	40	40	20	60	20	120	100	76
E-40×60	40	60	20	60	20	120	100	96
E-40×80	40	80	20	60	20	120	100	116

după norma ST-360A

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv							
$q_c \text{ cm}^2$	$l_{\text{miez}} \text{ cm}$	$q_{Cu1} \text{ cm}^2$	$l_{Cu} \text{ cm}$	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
0,88	5,57	0,057	5,5	$1,4 \times 10^{-5}$	42	7	49
1,32	5,57	0,067	6,5	$1,8 \times 10^{-5}$	63	8,5	72
1,76	5,57	0,067	7,5	$2,1 \times 10^{-5}$	84	9,6	94
1,27	6,68	0,104	6,5	$2,1 \times 10^{-5}$	73	13	86
1,9	6,68	0,104	7,7	$2,7 \times 10^{-5}$	109	15	124
2,54	6,68	0,104	8,9	$3,1 \times 10^{-5}$	146	18	164
1,73	7,8	0,140	7,6	$3,0 \times 10^{-5}$	116	20	136
2,59	7,8	0,140	9,0	$3,8 \times 10^{-5}$	174	24	198
3,45	7,8	0,140	10,4	$4,4 \times 10^{-5}$	232	28	260
2,25	8,9	0,195	8,6	$4,2 \times 10^{-5}$	173	32	205
3,38	8,9	0,195	10,2	$5,3 \times 10^{-5}$	259	38	297
4,5	8,9	0,195	11,8	$6,0 \times 10^{-5}$	346	44	390
2,85	10,0	0,245	9,8	$5,5 \times 10^{-5}$	246	46	292
4,28	10,0	0,245	11,6	$7,0 \times 10^{-5}$	369	54	423
5,71	10,0	0,245	13,4	$7,9 \times 10^{-5}$	492	63	555
3,52	11,1	0,365	10,9	$7,4 \times 10^{-5}$	337	75	412
5,28	11,1	0,365	12,9	$9,4 \times 10^{-5}$	506	89	595
7,04	11,1	0,365	14,9	11×10^{-5}	675	103	778
5,07	13,4	0,55	13,0	$11,5 \times 10^{-5}$	582	136	718
7,61	13,4	0,55	15,4	$14,5 \times 10^{-5}$	870	160	1030
10,1	13,4	0,55	17,8	$17,5 \times 10^{-5}$	1160	190	1350
7,92	16,7	1,01	16,4	20×10^{-5}	1140	310	1450
11,9	16,7	1,01	19,4	26×10^{-5}	1710	370	2080
15,8	16,7	1,01	22,4	30×10^{-5}	2280	430	2710
14,1	22,3	1,90	22,2	39×10^{-5}	2700	800	3500
21,1	22,3	1,90	26,2	49×10^{-5}	4050	950	5000
28,2	22,3	1,90	30,2	58×10^{-5}	5400	1100	6500

BIBLIOGRAFIE

1. Oamenii de știință ruși. Edilura de Stal pentru literatura tehnico-teoretică.

2. *M. A. Satelan*. Electrotehnicieni ruși din a doua jumătate a secolului al XIX-lea GEI, 1949.

3. *A. G. Stoletov*. Studiu asupra curbei de magnetizare a fierului moale. Opere, vol. I, Goslekhizdat, 1939.

4. *G. V. Voișvillo*. Amplificatorul de joasă frecvență. Sviazizdat, Moscova, 1939.

5. *S. N. Crize*. Amplificatorii de joasă frecvență. Sviazizdat, Moscova, 1948.

6. *G. S. Tăchin*. Transformatorii de joasă frecvență. Sviazizdat, Moscova, 1937.

7. *G. V. Dobrovolschii*. Analiza multipilor nelineari. Edit. Academiei de Științe a U.R.S.S., 1947.

8. *A. S. Blohin*. Distorsiunile nelineare, provocate de miezurile feromagnetice în câmpurile slabe. Culegerea de lucrări științifice ale Institutului de Cercetări Științifice în Comunicații Nr. 1, 1949, Sviazizdat.

9. *L. A. Bessenov*. Circuitele electrice cu oțel GEI, 1948.

10. *S. V. Person, M. A. Sobolev,*

N. I. Eidlin. Melodele de proiectare a transformatorilor de modulare puternici. Radiotehnica, Nr. 5, 1948.

11. *V. C. Arcadieș*. Fenomene electromagnetice în metale. Edilura tehnico-științifică a Comisariatului Poporului de Industrie Grea, U.R.S.S. 1934.

12. *B. A. Voedenschii, G. S. Landsberg*. Știința modernă a magnetismului. Gosizdat, 1929.

13. *A. S. Zaimovschii și V. V. Usov*. Metalele și aliajele în electrotehnică. GEI, 1949.

14. *L. I. Rabchin și N. N. Solz*. Magnetodielectricii și ferocarturile. GEI, 1948.

15. *G. S. Tăchin*. Despre calculul bobinelor de șoc și al transformatorilor cu magnetizare permanentă. Culegere Nr. 5-6 anexă la revista „Tehnica sviazi”, 1934, Sviazitehizdat, Moscova.

16. *G. S. Tăchin*. Documentarea tehnico-economică pentru proiectarea transformatorilor de mică putere, Materialele dării de seamă dela conferința, MEIS, Aprilie 1950.

17. *V. F. Mitchevici*. Principiile fizice ale electrotehnicii, Cubuci, 1933.

18. *C. A. Crug*. Bazele electrotehnicii. GEI, 1946.

TABLA DE MATERII

Pag.

Prefața

3

PARTEA I

CALCULUL ELECTRIC AL TRANSFORMATORILOR DE JOASA FRECVENȚĂ

Capitolul I

Parte introductivă

§ 1.1. Notă istorică	<u>5</u>
§ 1.2. Folosirea transformatorilor în amplificatorii de joasă frecvență și clasificarea lor	<u>6</u>
§ 1.3. Distorsiunile provocate de transformatorul cu miez magnetic	<u>7</u>
§ 1.4. Schema echivalentă a transformatorului de joasă frecvență și diferitele cazuri de funcționare	<u>9</u>
§ 1.5. Evaluarea distorsiunilor de frecvență, de fază și neliniare	<u>14</u>

Capitolul II

Transformatorii cu sarcină rezistivă, alimentați de la o sursă de tensiune cu impedanță internă rezistivă

§ II.1. Schema echivalentă	<u>17</u>
§ II.2. Schemele echivalente simplificate pentru frecvențele de lucru inferioare, medii și superioare	<u>21</u>
§ II.3. Caracteristicile de frecvență și de fază, în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare	<u>23</u>
§ II.4. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare și determinarea inductanței de scăpări admisibile	<u>30</u>
§ II.5. Determinarea rezistenței admisibile a înfășurărilor	<u>32</u>
§ II.6. Determinarea raportului de transformare	<u>44</u>
§ II.7. Factorul de amplificare	<u>48</u>
§ II.8. Constanta de timp a transformatorului și puterea lui critică	<u>50</u>
§ II.9. Exemple de calcul	<u>55</u>

Capitolul III

Transformatorii cu sarcină inductivă, funcționând cu o sursă de tensiune, cu impedanță rezistivă

§ III.1. Schema echivalentă	<u>61</u>
§ III.2. Caracteristicile de frecvență și de fază: determinarea inductanței necesare a înfășurării primare și a inductanței de scăpări	<u>62</u>

§ III.3. Determinarea celorlalți parametri electrici	67
§ III.4. Exemple de calcul	67

Capitolul IV

Transformatorul cu sarcină capacitivă, funcționând cu o sursă de tensiune cu impedanță rezistivă

§ IV.1. Schema echivalentă	70
§ IV.2. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare	71
§ IV.3. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare și determinarea inductanței de scăpări necesară	71
§ IV.4. Determinarea raportului de transformare	84
§ IV.5. Factorul de amplificarea	86
§ IV.6. Determinarea rezistenței înfășurărilor	87
§ IV.7. Constanta de timp a transformatorului	89
§ IV.8. Variația factorului de amplificare cu frecvența superioară de lucru și cu decrementul și influența shuntării transformatorului	90
§ IV.9. Exemple de calcul	95

Capitolul V

Transformatorii alimentați de la o sursă de tensiune cu reactanță inductivă

§ V.1. Schema echivalentă	103
§ V.2. Caracteristicile de frecvență și de fază, în domeniul frecvențelor inferioare, și determinarea inductanței necesare a înfășurărilor primare	103
§ V.3. Caracteristicile de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare și determinarea inductanței de scăpări	104
§ V.4. Determinarea celorlalți parametri electrici	105
§ V.5. Exemple de calcul	106

Capitolul VI

Transformatorii alimentați de la o sursă cu reactanță inductivă și cu forța electromotoare proporțională cu frecvența

§ VI.1. Schema echivalentă	109
§ VI.2. Caracteristica de frecvență, în banda frecvențelor inferioare și determinarea valorii inductanței înfășurării primare	111
§ VI.3. Determinarea celorlalți parametri electrici	115
§ VI.4. Exemple de calcul	116

Capitolul VII

Transformatorii alimentați de la o sursă cu reactanță capacitivă

§ VII.1. Schema echivalentă	118
-----------------------------	-----

§ VII.2. Caracteristicile de frecvență și de fază, în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înălțurării primare	119
§ VII.3. Determinarea celorlalți parametri electrici	128
§ VII.4. Exemple de calcul	130

Capitolul VIII

Impedanțele de intrare și ieșire ale transformatorului

§ VIII.1. Cazurile când impedanța de intrare sau ieșire a transformatorului este dată	136
§ VIII.2. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă	136
§ VIII.3. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă	141
§ VIII.4. Impedanța de ieșire a transformatorului	143

Capitolul IX

Trecerea semnalelor sub formă de impulsuri prin transformatori

§ IX.1. Tipurile de distorsionări ale impulsurilor produse de transformatori	148
§ IX.2. Distorsiunile provocate de inductanța înălțurării primare	150
§ IX.3. Distorsiunile provocate de inductanța de scăpări	150
§ IX.4. Distorsiunile provocate de acțiunea comună a inductanței de scăpări și a capacității, care încarcă înălțurarea secundară a transformatorului	153

Capitolul X

Distorsiunile neliniare produse de transformator

§ X.1. Schema echivalentă	156
§ X.2. Calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu miez fără întrefier	157
§ X.3. Calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu întrefier	163
§ X.4. Influența calității asamblării miezului și a ștanțării tolelor asupra distorsiunilor neliniare	167
§ X.5. Exemple de calcul al coeficientului de nelinearitate al transformatorului	169

Capitolul XI

Materialele magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență și proprietățile lor

§ XI.1. Materialele magnetice pentru miezuri	177
§ XI.2. Pierderile în miez și influența lor asupra funcționării transformatorului	178
§ XI.3. Influența componentei continue a fluxului magnetic asupra permeabilității dinamice	188

§ XI.4. Măsurarea permeabilității dinamice și a pierderilor în materialele magnetice moi în tole	191
§ XI.5. Măsurarea coeficienților armonice în cazul materialelor magnetice moi, în tole	200
§ XI.6. Influența prelucrării: mecanice și a tratamentului termic asupra proprietăților materialelor magnetice moi	202
§ XI.7. Variația constantelor de timp a transformatorului cu dimensiunile miezului și permeabilitatea magnetică a materialului	205

Capitolul XII

Transformatorii rezonanți și bobinele de șoc

§ XII.1. Schema echivalentă	208
§ XII.2. Calculul factorului de calitate al bobinei cu miez din tole de material magnetic	211
§ XII.3. Exemple de calcul	215

PARTEA A II-a

CALCULUL DE CONSTRUCȚIE AL TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Capitolul XIII

Construcția transformatorilor de joasă frecvență

§ XIII.1. Principiile care determină construcția transformatorului	221
§ XIII.2. Particularitățile de construcție, legale de destinația transformatorului	222
§ XIII.3. Protecția transformatorului contra influențelor exterioare	237
§ XIII.4. Ordinea calculului de construcție al transformatorului	240

Capitolul XIV

Construcția și calculul miezului transformatorului

§ XIV.1. Tipurile de miezuri folosite în transformatori de joasă frecvență	241
§ XIV.2. Construcția și asamblarea miezului	244
§ XIV.3. Alegerea materialului magnetic pentru miez	253
§ XIV.4. Raportul optim între dimensiunile miezului	259
§ XIV.5. Determinarea dimensiunilor geometrice ale miezului	264

Capitolul XV

Construcția și calculul înfășurărilor transformatorului

§ XV.1. Construcția carcasei transformatorului și materialele folosite.	277
§ XV.2. Construcția înfășurărilor și materialele folosite pentru ele	284
§ XV.3. Capacitatea proprie a transformatorului	292

§ XV.4. Calculul numărului de spire al înfășurărilor	287
§ XV.5. Calculul diametrului conductorului înfășurărilor	311
§ XV.6. Calculul inductanței de scăpări, după datele de construcție ale transformatorului	314
§ XV.7. Așezarea înfășurărilor transformatorului	325
§ XV.8. Calculul așezării înfășurărilor	327
§ XV.9. Secțiunea înfășurărilor cu o tensiune de lucru ridicată	333
§ XV.10. Verificarea răcirii înfășurărilor	334

Capitolul XVI

Ecranarea transformatorilor

§ XVI.1. Ecranarea electrostatică	337
§ XVI.2. Ecranarea împotriva câmpurilor magnetice	338
§ XVI.3. Construcția ecranelor magnetice	343
§ XVI.4. Determinarea coeficientului de ecranare necesar	349
§ XVI.5. Principiile de calcul al acțiunii de ecranare a ecranelor magnetice	349

Capitolul XVII

Încercarea transformatorilor de joasă frecvență

§ XVII.1. Încercările la care este supus transformatorul	353
§ XVII.2. Încercarea pentru determinarea spirelor scurtcircuitate	354
§ XVII.3. Măsurarea rezistenței înfășurărilor	355
§ XVII.4. Determinarea numărului de spire al înfășurărilor	355
§ XVII.5. Măsurarea raportului de transformare	357
§ XVII.6. Măsurarea rezistenței izolației	358
§ XVII.7. Încercarea rigidității dielectrice	358
§ XVII.8. Măsurarea simetriei transformatorilor simetrici	359
§ XVII.9. Măsurarea inductanței înfășurării primare	360
§ XVII.10. Măsurarea inductanței de scăpări	361
§ XVII.11. Măsurarea capacității proprii	361
§ XVII.12. Ridicarea caracteristicii de frecvență	363
§ XVII.13. Măsurarea coeficientului de nelinearitate	365
§ XVII.14. Încercarea la suprațensiune	365
§ XVII.15. Încercarea ecranării	367
§ XVII.16. Ridicarea caracteristicii de fază	367
§ XVII.17. Verificarea distorsionării semnalelor dreptunghiulare sau a impulsurilor	368
§ XVII.18. Încercarea la stabilitatea contra inițierilor și la altitudine	368

Capitolul XVIII

Exemple de calcul și material informativ

Exemplul 1. Calculul de construcție al unui transformator de dimensiuni mici, cu magnetizare de curent continuu.	369
Exemplul 2. Calculul unui transformator de ieșire, de putere, care lucrează în clasă B.	374

Curbele de variație a permeabilității dinamice, cu inducția de magnetizare continuă, ale celor mai răspândite materiale magnetice	383
Curbele de variație a coeficienților armoniceelor curentului cu inducția și magnetizarea continuă ale materialelor magnetice cele mai răspândite.	385
Curbele de magnetizare într-un câmp magnetic continuu, pentru cele mai răspândite calități de oțeluri de transformator	389
Curbele de variație a factorului de calitate, cu inducția și frecvența, pentru cele mai răspândite materiale magnetice.	390
Datele conductorilor de înfășurări.	394
Constanta de construcție și alte date principale referitoare la miezuri și la transformator.	403
Bibliografie	410

Redactor de carte: ing. Ungureanu C., Tehnoredactor: Vasilescu C., Corector: Ianculescu D. Iu.

Dat în lucru: 1.1.1953. Bun de tipar: 12.III.1953. Tiraaj: 2401 + 100 ex. Hârtia: semi-velină 65 g/m, format 61 x 80,16. Coll editură: 30; Coll tipografică: 26. Preț pe exemplar broșat 23,58 lei; Cartonat 24,38 lei. Comanda editurii: 100. A. 01741. Comanda Tipografiei 223. Pentru bibliotecile mari indicele de clasificare zecimală: 621.16.2. Pentru bibliotecile mici: 621.

